

Einsatz von Metalloxid-Varistoren zum Überspannungsschutz pulsumrichter gespeister Drehfeldmaschinen

Vom Fachbereich 18
- Elektrotechnik und Informationstechnik -
der Technischen Universität Darmstadt

zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

Dipl.-Ing. Alexander Rocks
geboren am 05. Januar 1979 in Berlin

| | |
|-----------------------------|---|
| Referent: | Prof. Dr.-Ing. Volker Hinrichsen |
| Korreferent: | Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Andreas Binder |
| Tag der Einreichung: | 04. August 2009 |
| Tag der mündlichen Prüfung: | 10. November 2009 |

D17
Darmstadt 2009

Bitte zitieren Sie dieses Dokument als:

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-19869

URL: <http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/1986/>

Dieses Dokument wird bereitgestellt von tuprints,
E-Publishing-Service der TU Darmstadt.

<http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de>
tuprints@ulb.tu-darmstadt.de

Die Veröffentlichung steht unter folgender Creative Commons Lizenz:

Namensnennung - Keine kommerzielle Nutzung - Keine Bearbeitung 2.0 Deutschland



<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/2.0/de/>

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Hochspannungstechnik an der Technischen Universität Darmstadt. Die Arbeit wurde u. a. im Rahmen eines Teilprojektes der DFG Forschergruppe 575 „Höherfrequente Parasitäreffekte in umrichter gespeisten Antrieben“ durchgeführt.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Volker Hinrichsen, der mich hervorragend betreut hat, stets zu konstruktiven Diskussionen bereit war und insgesamt maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat.

Ebenfalls großen Anteil am erfolgreichen Abschluss des Forschungsprojektes hat Herr Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Andreas Binder vom Institut für elektrische Energiewandlung an der TU Darmstadt, der in seinen Funktionen als Vorsitzender der Forschergruppe FOR 575 und als Korreferent dieser Dissertation immer über den Fortgang der Arbeit informiert war bzw. viele hilfreiche Beiträge geliefert hat.

Außerdem wurde das Forschungsprojekt durch Personal- und Sachmittel von der „Johannes Hübner Stiftung“ sowie der „Johannes Hübner Fabrik elektrischer Maschinen GmbH“ unterstützt. Mein Dank gilt allen Mitarbeitern der Stiftung und der Firma Johannes Hübner in Gießen, insbesondere der Vorsitzenden der Johannes Hübner Stiftung Frau Olga Riedel-Hübner sowie den Herren Dieter Wulkow, Karl Nikolai, Ewald Ohl und Ralf Roth. Während der gesamten Projektdauer wurde ich durch finanziellen und persönlichen Einsatz und viel vorhandenes Fachwissen unterstützt.

Außerdem haben folgende Firmen Sachmittel für dieses Projekt bereitgestellt: ABB Schweiz AG in Wettingen und Baden Dättwil, Siemens Abteilung Überspannungsableiter in Berlin, Toshiba Surge Arresters Japan, Hubbel Power Systems – Ohio Brass, Firma Getriebekonstruktion Nord in Bargteheide, Firma Danfoss in Offenbach und Firma Brugg Kabel in Brugg/Schweiz. Zugehörig zu den genannten Firmen danke ich besonders den Herren Michael Hagemeister, Dr. Felix Greuter, Bernhard Doser, Bernhard Richter, Toshiya Imai, Mike Comber, Ralf Pliquet, Christian Mieslinger und Dr. Werner Weißenberg.

Des Weiteren möchte ich die Leistungen der Mitarbeiter der mechanischen und elektronischen Werkstätten am Fachgebiet Hochspannungstechnik hervorheben, ohne deren Einsatz das Projekt nur schwer hätte abgeschlossen werden können. Darüber hinaus gilt allen Mitarbeitern, Kollegen und mitwirkenden Studenten vom Fachgebiet Hochspannungstechnik mein Dank für permanente fachliche Unterstützung sowie für die sehr lehrreiche und durchweg positive Zeit, die ich als Wissenschaftlicher Mitarbeiter hatte.

In besonderem Maße geht mein Dank auch an meine Eltern, die durch ihre Unterstützung meinen Ausbildungsweg erst möglich gemacht haben.

Die Danksagung beende ich mit einem herzlichen Gruß an meine Frau Jasmine!

Darmstadt, im Dezember 2009

Alexander Rocks

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|-----|
| Inhaltsverzeichnis..... | I |
| Formelzeichen und Abkürzungen..... | IV |
| Abbildungsverzeichnis..... | IX |
| Tabellenverzeichnis..... | XV |
| Zusammenfassung..... | XVI |
| Abstract..... | XIX |
| 1 Einleitung..... | 1 |
| 2 Theoretische Grundlagen und Stand der Technik..... | 5 |
| 2.1 Umrichter gespeiste Antriebssysteme | 5 |
| 2.1.1 Prinzipielle technische Beschreibung des Frequenzumrichters | 5 |
| 2.1.2 Detaillierte Beschreibung des verbindenden Motorkabels..... | 9 |
| 2.1.3 Aufbau der Statorwicklungen und des Isoliersystems elektrischer Drehfeldmaschinen für Niederspannung..... | 12 |
| 2.2 Wanderwellen auf Leitungen | 17 |
| 2.3 Ausbreitung der Umrichterspannung auf langen Leitungen | 19 |
| 2.4 Ausbreitung von Wanderwellen und Spannungsverteilung in der Statorwicklung | 24 |
| 2.5 Zulässige Überspannungen an den Wicklungen | 27 |
| 2.6 Mögliche Lösungen zur Vermeidung oder Begrenzung von Überspannungen in umrichter gespeisten Antriebssystemen..... | 29 |
| 2.6.1 Anpassung des Leitungsabschlusses..... | 29 |
| 2.6.2 Einsatz von Ausgangsdrosseln..... | 31 |
| 2.6.3 Einsatz von Umrichterausgangsfiltern | 31 |
| 3 Konventioneller Einsatz von Metalloxidvaristoren als Überspannungsableiter | 35 |
| 3.1 Spannungs-Strom-Charakteristik und Wirkungsweise | 35 |
| 3.2 Dimensionierung und Beanspruchung | 39 |
| 3.3 Aufbau und Zusammensetzung der Keramik | 41 |
| 4 Aufgabenstellung und Zielsetzung | 43 |
| 4.1 Problematik bei der Anwendung von Varistoren im Fall umrichter gespeister Antriebe | 43 |
| 4.2 Lösungsansatz und zu beantwortende Kernfragen | 44 |
| 5 Versuchstechnik und verwendetes Material | 47 |
| 5.1 Technische Daten der Pulsumrichter versuchsstände | 47 |
| 5.2 Motor mit Anzapfungen | 48 |
| 5.3 Verwendete Kabel zwischen Umrichter und Maschine | 49 |

| | | |
|-------|--|-----|
| 5.4 | Verwendete Varistoren zur Spannungsbegrenzung an der Maschine | 50 |
| 5.5 | Verwendete Prüf- und Messtechnik..... | 53 |
| 5.5.1 | Aufbau der Messsysteme zur Bestimmung der Verlustleistung im Varistor | 54 |
| 5.5.2 | Bestimmung der Gleichspannungs- und Restspannungskennlinie | 57 |
| 6 | Grundsätzliches Betriebsverhalten der Varistoren in umrichter gespeisten Antrieben | 61 |
| 6.1 | Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung an der Maschine | 61 |
| 6.1.1 | Beeinflussung der Amplitude der Spannung an der Maschine..... | 61 |
| 6.1.2 | Erklärung des zeitlichen Verlaufs der Varistorspannung | 65 |
| 6.2 | Beeinflussung der Systemparameter durch den Varistor | 67 |
| 6.3 | Messen der resistiven Komponente bei Umrichterbetrieb..... | 70 |
| 7 | Spezielles Betriebsverhalten von Varistoren beim Einsatz in umrichter gespeisten Antrieben..... | 73 |
| 7.1 | Einfluss der Systemkonfiguration auf das Betriebsverhalten der Varistoren..... | 73 |
| 7.1.1 | Einfluss der Zwischenkreisspannung bzw. der Restspannung | 73 |
| 7.1.2 | Einfluss der Kabelimpedanz | 79 |
| 7.2 | Einfluss der Temperatur auf das Betriebsverhalten der Varistoren..... | 85 |
| 7.3 | Einfluss auf die Spannungsverteilung in der Wicklung..... | 90 |
| 8 | Degradation von Metalloxid-Varistoren | 95 |
| 8.1 | Beschleunigte Alterungsprüfung nach IEC 60099-4..... | 96 |
| 8.1.1 | Bewertung der beschleunigten Alterungsprüfung mit Hilfe der Arrheniusgleichung | 96 |
| 8.1.2 | Ergebnisse der konventionellen beschleunigten Alterungsprüfung | 98 |
| 8.2 | Alterungsverhalten von Varistoren bei permanent auftretenden Überspannungen | 102 |
| 8.2.1 | Anforderungen an eine Prozedur zur beschleunigten Alterung bei permanent auftretenden Überspannungsereignissen | 102 |
| 8.2.2 | Beschreibung der Prüfprozedur und der Auswerteparameter | 104 |
| 8.2.3 | Erklärung grundsätzlicher Kennlinienalterung anhand des Verhaltens unterschiedlicher Prüflingstypen..... | 107 |
| 8.2.4 | Alterungsverhalten abhängig von der Belastung..... | 113 |
| 8.2.5 | Ermittlung von Beschleunigungsfaktoren | 118 |
| 8.2.6 | Ausfallverhalten der Varistoren | 123 |
| 8.3 | Kennlinienänderung im spannungslosen Zustand..... | 127 |
| 8.3.1 | Nicht reversible Kennlinienalterung | 127 |
| 8.3.2 | Reversible Kennlinienalterung | 128 |

| | | |
|------|---|-----|
| 8.4 | Vergleich der Ergebnisse der Degradationsversuche mit bisherigen Untersuchungen | 130 |
| 8.5 | Konsequenzen für die beschleunigte Alterungsprozedur | 132 |
| 9 | Regeln zur Dimensionierung eines vollständigen Schutzkonzeptes mit Varistoren | 137 |
| 9.1 | Allgemeines | 137 |
| 9.2 | Dimensionierung der Varistoren | 138 |
| 9.3 | Dimensionierung der Kühlkörper | 141 |
| 9.4 | Auswahl und Dimensionierung der Sicherungen..... | 143 |
| 10 | Zusammenfassung, Weiterarbeit und Fazit..... | 147 |
| 10.1 | Zusammenfassung | 147 |
| 10.2 | Weiterarbeit | 155 |
| 10.3 | Vor- und Nachteile des diskutierten Überspannungsschutzes | 156 |
| 10.4 | Fazit..... | 158 |
| 11 | Literaturverzeichnis | 159 |

Formelzeichen und Abkürzungen

Formelzeichen und Einheit:

| | | |
|---------------------|----------------|---|
| A_{Leiter} | m^2 | Leiterquerschnittsfläche eines mehradrigen Kabels |
| AF_T | - | Beschleunigungsfaktor nach dem Arrheniusgesetz |
| b | - | Brechungsfaktor |
| c_0 | m/s | Lichtgeschwindigkeit |
| C | F | elektrische Kapazität |
| C' | F/m | Kapazitätsbelag |
| C'_{ph} | F/m | Phasenkapazitätsbelag |
| d | m | Abstand |
| E | V/m | elektrische Feldstärke |
| f | Hz | Frequenz |
| f_P | Hz | Pulsfrequenz des Umrichters |
| f_s | Hz | Umrichter-Grundswingungsfrequenz |
| G | S | elektrischer Leitwert |
| G' | S/m | Leitwertbelag, Ableitbelag |
| I | A | elektrischer Strom |
| I_n | A | Nennableitstoßstrom |
| J | A/m^2 | Stromdichte |
| j | - | imaginäre Einheit |
| k_K | - | Kennlinienparameter des Varistors |
| k_S | - | Schutzpegelparameter des Varistors |
| k_B | - | Beschleunigungsfaktor |
| k | - | Zählvariable |
| k | A/V | Proportionalitätsfaktor bei der Varistorkennlinie |
| l | m | Länge |
| L | H | Induktivität |
| L' | H/m | Induktivitätsbelag |
| L'_{ph} | H/m | Phaseninduktivitätsbelag |
| m | - | Anzahl der Stränge |
| M | H | Gegeninduktivität |
| n | - | Zählvariable |
| N | - | Anzahl |
| p | - | Anzahl der Polpaare |
| P_v | W | Verlustleistung |
| q | - | Anzahl der Nuten pro Pol |

| | | |
|-------------------------|--------------------|---|
| Q | - | Anzahl der Nuten |
| R | Ω | elektrischer Widerstand |
| R' | Ω/m | Widerstandsbelag |
| r | - | Reflexionsfaktor |
| t | s | Zeit |
| t_r | s | Anstiegszeit |
| t_l | s | Zeit des Stromflusses durch Varistor |
| t_p | s | Laufzeit |
| t_{Spalte} | s | Versuchszeit, die in der Tabellenspalte eingetragen ist |
| t_{Zeile} | s | Versuchszeit, die in der Tabellenzeile eingetragen ist |
| T | $^{\circ}\text{C}$ | Temperatur |
| ΔT | K | Temperaturdifferenz |
| T | s | Periodendauer |
| TK | - | Temperaturkoeffizient |
| U | V | Spannung |
| ΔU | V | Spannungsdifferenz (zwischen Maximum und Minimum) |
| U_{inv} | V | Spannung bei Betrieb am Frequenzumrichter |
| u_{LL} | V | Leiter-Leiter-Spannung, verkettete Spannung |
| u_{LE} | V | Leiter-Erde-Spannung |
| U_{Netz} | V | Effektivwert der Netzspannung |
| \hat{U}_{Netz} | V | Scheitelwert der Netzspannung |
| $U_{\text{Prüf}}$ | V | Effektivwert der Prüfwechselspannung |
| U_c | V | Dauerspannung des Varistors |
| U_r | V | Bemessungsspannung des Varistors |
| U_c^*, U_r^* | V | durch das Ergebnis der beschleunigten Alterungsprüfung korrigierte Dauerspannung (Bemessungsspannung) des Varistors (ist für die konventionelle Arbeitsprüfung zu nehmen) |
| U_{pl} | V | Blitzschutzpegel des Ableiters |
| U_{ps} | V | Schaltstoßschutzpegel des Ableiters |
| $U_{\text{p inv}}$ | V | Inverterschutzpegel des Ableiters |
| U_s | V | Systemspannung |
| $U_{10 \text{ kA}}$ | V | 10-kA-Restspannung des Varistors |
| $U_{t=0}$ | V | Spannung zu Versuchsbeginn (zum Zeitpunkt $t = 0$) |
| $U_{1 \text{ mA, DC}}$ | V | Varistorspannung (Scheitelwert) bei 1 mA Gleichstrom |
| $U_{6 \text{ mA, DC}}$ | V | Varistorspannung (Scheitelwert) bei 6 mA Gleichstrom |
| u_{UV} | V | Verkettete Spannung zwischen den Phasen U und V |

| | | |
|-----------------------|----------|---|
| u_{23} | V | Verkettete Spannung zwischen den Phasen L_2 und L_3 |
| U_{ZK} | V | Zwischenkreisspannung eines Frequenzumrichters |
| $u_{W, Erde}$ | V | Spannung zwischen der Phase W und Erde |
| v_p | m/s | Wellenausbreitungsgeschwindigkeit |
| W | - | Spulenweite |
| z | m | Ortsvariable |
| Z, \underline{Z} | Ω | Wellenwiderstand, reell, komplex |
| Z_{Maschine} | Ω | Klemmenimpedanz der Maschine |
| α | - | Nichtlinearitätskoeffizient (in Bezug auf Varistoren) |
| α | 1/m | Dämpfungskonstante (in Bezug auf elektrische Leitungen) |
| β | 1/m | Phasenkonstante |
| γ | 1/m | Ausbreitungskonstante |
| ε | As/Vm | Permittivität |
| ε_r | - | relative Permittivität |
| ε_0 | As/Vm | Permittivität der Vakuums |
| μ | Vs/Am | Permeabilität |
| μ_r | - | relative Permeabilität |
| μ_0 | Vs/Am | Permeabilität des Vakuums |
| τ | s | Zeitkonstante |
| τ_p | - | Polteilung |
| ω | Hz | Kreisfrequenz |

Indizes:

| | |
|------------|---|
| 0 | Wert bei $t = 0, f = 0$ |
| c | ... der Kapazität |
| degradiert | ... degradiert |
| e | Erd... |
| ges | Gesamtwert von ... |
| i | Strom... |
| inv | ... bei Betrieb am Umrichter (Inverter) |
| inv | ... am Umrichter |
| Motor | ... am Motor, ... des Motors |
| krit | kritische ... |
| Kabel | ... des Kabels |
| kap | kapazitiver ... |
| Lade | Lade... |

| | |
|-------------|----------------------|
| min | minimal |
| max | maximal |
| neu | ... neu |
| osz | ... des Oszilloskops |
| Filter | ... des Filters |
| r | Resonanz... |
| res | resistiver ... |
| s | Serien... |
| soll | Sollwert von ... |
| start | Startwert von ... |
| Stoß | Stoß... |
| theor | theoretischer ... |
| tatsächlich | tatsächlicher ... |
| u | Spannungs... |
| Var | ... des Varistors |
| WW | ... der Wanderwelle |
| 48 h | ... nach 48 Stunden |
| 35 °C | ... bei 35 °C |
| 130 °C | ... bei 130 °C |

Abkürzungen:

| | |
|--|--|
| Abb. | Abbildung |
| AC | Alternating Current, Wechselstrom |
| DC | Direct Current, Gleichstrom |
| EDV | elektronische Datenverarbeitung |
| EMV | elektromagnetische Verträglichkeit |
| EPR | Ethylen-Propylen-Rubber |
| FF | „superflink“ bei Sicherungen |
| g | geschirmt |
| IEC | International Electrotechnical Commission |
| IEEE | Institute of Electric and Electronic Engineers |
| IGBT | Insulated Gate Bipolar Transistor |
| Kap. | Abschnitt, Kapitel |
| konst | konstant |
| KS | Kurzschluss |
| L ₁ , L ₂ , L ₃ | Bezeichnung für die drei Phasen eines Drehstromsystems |
| MO | Metalloxid |

| | |
|---------|---|
| mol% | prozentuale Stoffmenge eines Systems |
| PC | Personal Computer |
| PE | Schutzleiter, Protective Earth |
| PE | Polyethylen |
| PUR | Polyurethan |
| PVC | Polyvinylchlorid |
| PWM | Pulsweitenmodulation |
| Tab. | Tabelle |
| TE | Teilentladungen |
| TOV | zeitweilige Überspannungen (temporary overvoltages) |
| u | ungeschirmt |
| U, V, W | Bezeichnung der drei Phasen des Antriebssystems |
| WBK | Wärmebeständigkeitsklasse (alte Bezeichnung) neue Bezeichnung nach [Norm 1]: Wärmeklasse abgekürzt durch WKL |

chemische Abkürzungen:

| | |
|--------------------------------|---------------|
| ZnO | Zinkoxid |
| Sb ₂ O ₃ | Antimonoxid |
| Bi ₂ O ₃ | Wismutoxid |
| Al ₂ O ₃ | Aluminiumoxid |
| Ga ₂ O ₃ | Galliumoxid |

Abbildungsverzeichnis

| | |
|--|----|
| Abb. 2.1: Prinzipschaltung des Antriebssystems „umrichter gespeister Antrieb“ | 5 |
| Abb. 2.2: Schaltbild eines Frequenzumrichters mit Gleichspannungszwischenkreis und Diodengleichrichter..... | 6 |
| Abb. 2.3: oben: Verkettete Spannung, unten: Leiter-Erde-Spannung, gemessen an einem Frequenzumrichter, $U_{ZK} = 600 \text{ V}$, $f_p = 3 \text{ kHz}$ | 7 |
| Abb. 2.4: oben: Verkettete Spannung, Leiter-Erde-Spannung, unten: Motorstrom, gemessen am Frequenzumrichter, $U_{ZK} = 600 \text{ V}$, $f_p = 3 \text{ kHz}$, Motor im Leerlauf | 8 |
| Abb. 2.5: Ersatzschaltbild eines Leitungselements | 9 |
| Abb. 2.6: Ersatzschaltbild eines Leitungselements eines dreiphasigen Kabels unter Berücksichtigung der Leitungs- und Kopplungselemente bei Vernachlässigung der Querleitwerte | 10 |
| Abb. 2.7: Schematischer Aufbau von dreiadrigen Kabeln (links) und vieradrigen Kabeln (rechts) | 10 |
| Abb. 2.8: Generelle Frequenzabhängigkeit der primären und sekundären Leitungsparameter gemessen an einem vieradrigen geschirmten Kabel mit 6 mm^2 Leiterquerschnitt ω : Kreisfrequenz, ω_r : Resonanzkreisfrequenz | 12 |
| Abb. 2.9: Ein Strang auf einen Stator eines 7,5-kW-Motors gewickelt, Einschichtwicklung, konzentrische Spulen unterschiedlicher Weite W_1 und W_2 , ($W_1 + W_2$)/2 = τ_p , zwei Spulen pro Gruppe, zwei Gruppen pro Pol, $q = 4$, $p = 2$, $Q = 48$ | 13 |
| Abb. 2.10: Drehstrom-Einschichtwicklung, $p = 2$, $q = 2$, $Q = 24$, aus [Fi 06] | 14 |
| Abb. 2.11: Drehstrom-Zweischichtwicklung, $p = 2$, $q = 2$, $Q = 24$, Sehnung $W/\tau_p = 5/6$, aus [Fi 06] | 14 |
| Abb. 2.12: Aufbau des Isoliersystems in Asynchronmaschinen, aus [Cha 08] | 15 |
| Abb. 2.13: Prinzipieller Aufbau des Isoliersystems einer Hochspannungsmaschine am Beispiel einer Zweischichtwicklung, aus [Kau 02] | 16 |
| Abb. 2.14: Spannungsreflexionsfaktor abhängig von der Baugröße der Maschine (nach [Ber 98]) und des Wellenwiderstandes des verbindenden Kabels | 19 |
| Abb. 2.15: Bezogene Spannungsamplitude am Kabelende abhängig vom Verhältnis aus Anstiegszeit t_r und Kabellaufzeit t_p , Verlauf resultiert aus der PSpice- Simulation eines Koaxialkabels | 21 |
| Abb. 2.16: Bewley-Diagramm des Reflexionsvorgangs und resultierende theoretische Spannungsverläufe an Umrichter und Motor | 22 |

| | |
|---|----|
| Abb. 2.17: Oszillogramme von a) Leiter-Erde-Spannung und b) verketteter Spannung am Umrichter und am Motor gemessen bei $f_p = 3 \text{ kHz}$, $U_{ZK} = 550 \text{ V}$, $l_{\text{Kabel}} = 100 \text{ m}$, vieradrig, geschirmt, 11-kW-Motor | 23 |
| Abb. 2.18: Infinitesimal kleines Wicklungselement mit vernachlässigtem Querleitwert | 24 |
| Abb. 2.19: Gerechnete Aufteilung der Spannung auf die gesamte Wicklung für verschiedene Verhältnisse von Erd- zu Windungskapazität | 26 |
| Abb. 2.20: Durchschlagimpulszahl (Anzahl der Spannungsimpulse bis zum Durchschlag) bzw. TE-Wahrscheinlichkeit abhängig von angelegter Impulsspannung, nach [Kau 94]..... | 28 |
| Abb. 2.21: Grenzwerte für die zulässige Spannung an den Motorklemmen abhängig von der Anstiegszeit der Spannung an den Motorklemmen, nach [Kau 94] | 29 |
| Abb. 2.22: Auf die quadrierte Zwischenkreisspannung bezogene Verlustleistung im Abschlusswiderstand Z_2 abhängig von Verhältnis des Leitungsabschlusses | 30 |
| Abb. 2.23: du/dt -Filter realisiert mit Ausgangsdrosseln und Dioden | 32 |
| Abb. 2.24: Prinzipielle Schaltung von du/dt -Filtern nach dem LC-Schwingkreisprinzip und von Sinusfiltern | 32 |
| Abb. 3.1: U - I -Kennlinie eines Varistors | 36 |
| Abb. 3.2: Schaltungssymbol und vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Varistors zur Bestimmung der resistiven Komponente im Leckstrombereich | 37 |
| Abb. 3.3: Gesamtstrom durch einen MO-Varistor bei verschiedenen hohen 50-Hz-Wechselspannungen im Bereich $\hat{U}/U_{10 \text{ kA}} = 0,43 \dots 0,58$ mit angedeuteter Phasenlage der Spannung..... | 38 |
| Abb. 3.4: Feldstärke-Stromdichte-Kennlinie eines MO-Varistors zur Veranschaulichung der Reduzierung des Schutzpegels durch Verringerung der Stromdichte | 41 |
| Abb. 5.1: Prinzipschaltbild der Statorwicklung des Versuchsmotors mit Anzapfungen | 49 |
| Abb. 5.2: Gemessene U - I -Kennlinien der verwendeten Varistortypen 1...5..... | 52 |
| Abb. 5.3: Vergleich zwischen herkömmlichem Mittelspannungsvaristor und verwendeten Prüflingen für Einsatz in umrichtergespeisten Antrieben | 53 |
| Abb. 5.4: Prinzipieller Aufbau des Systems zur Bestimmung der Verlustleistung im Varistor in Versuchsstand 1 | 55 |
| Abb. 5.5: Prinzipieller Aufbau des Systems zur Bestimmung der Verlustleistung bei 50-Hz-Wechselspannung..... | 57 |
| Abb. 5.6: Stoßstromgenerator und Messkreise zur Bestimmung der Kennlinie im Hochstrombereich | 59 |
| Abb. 6.1: Varistoren zur Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung zwischen Phase und Erde geschaltet | 62 |

| | |
|--|----|
| Abb. 6.2: Oszillograferte Zwischenkreisspannung, Leiter-Erde-Spannung ohne und mit Varistor an der Maschine und Strom durch den Varistor zu Beginn eines Spannungsimpulses | 62 |
| Abb. 6.3: Leiter-Erde-Spannung an der Maschine ohne und mit Varistor über ein längeres Aufzeichnungsintervall..... | 63 |
| Abb. 6.4: Oszillogramm von Varistorspannung und –strom | 64 |
| Abb. 6.5: U - I -Kennlinie von Varistortyp 2 mit gekennzeichnetem Bereich für Umrichterbetrieb | 64 |
| Abb. 6.6: Ersatzschaltbild eines Leitungsabschlusses mit einer Kapazität | 66 |
| Abb. 6.7: Minimale Anstiegszeit an Umrichter und Maschine mit und ohne Varistor abhängig von der Kabellänge, Versuchsstand 1, Kabel 3, Prüfling 1..... | 67 |
| Abb. 6.8: Reziprokes Verhältnis aus Kabellaufzeit und Periodendauer der Schwingung abhängig von der Kabellänge, Versuchsstand 1, Kabel 3, Prüfling 1 | 68 |
| Abb. 6.9: Gemessene Impedanzgänge von Motor VEM (Sternschaltung) und Varistor Prüfling 1 | 69 |
| Abb. 6.10: Schaltbild zur kapazitiven Kompensation des Varistorstroms zur Erlangung der resistiven Komponente | 71 |
| Abb. 6.11: Oszillogramm zur Kompensationsschaltung mit Spannung, Gesamtstrom durch einzelnen Varistor, kapazitivem Strom durch Anordnung aus vier Varistoren und kompensiertem resistivem Strom durch einzelnen Varistor | 72 |
| Abb. 7.1: Leiter-Erde-Spannung an Umrichter und Maschine bei normalem Betrieb (links) und bei erhöhter Zwischenkreisspannung in Folge einer steilen Bremsrampe (rechts)..... | 74 |
| Abb. 7.2: Varistorspannung und –strom bei variiertem Zwischenkreisspannung zwischen $U_{ZK} = 400 \text{ V} \dots 700 \text{ V}$, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, Varistortyp 1 | 76 |
| Abb. 7.3: Varistorspannung und –strom bei variiertem Zwischenkreisspannung zwischen $U_{ZK} = 400 \text{ V} \dots 700 \text{ V}$, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, Varistortyp 4 | 76 |
| Abb. 7.4: Gemessene Parameter k_K abhängig von k_S für verschiedene Varistortypen bei variiertem Zwischenkreisspannung, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6 | 78 |
| Abb. 7.5: Gemessene Werte für k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungsteilheit ohne Varistor, links Versuchsstand 1, rechts Versuchsstand 2..... | 80 |
| Abb. 7.6: Gemessene Werte von k_K in Abhängigkeit von k_S (links) und k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungsteilheit (rechts) für verschiedene Kabeltypen, Varistortyp 1, Versuchsstand 1..... | 81 |

| | |
|---|----|
| Abb. 7.7: Gemessene Werte für k_K in Abhängigkeit von k_S (links) und k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungssteilheit (rechts) für verschiedene Kabeltypen, Varistortyp 1, Versuchsstand 2 | 82 |
| Abb. 7.8: Gemessene Werte für k_K in Abhängigkeit von k_S (links) und k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungssteilheit (rechts) für verschiedene Kabeltypen Varistortyp 4, Versuchsstand 1 | 82 |
| Abb. 7.9: Gemessene Werte für k_K in Abhängigkeit von k_S (links) und k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungssteilheit (rechts) für verschiedene Kabeltypen, Varistortyp 4, Versuchsstand 2 | 83 |
| Abb. 7.10: Oszillogramm mit Varistorspannung und –strom gemessen in allen drei Phasen zum Vergleich des Betriebsverhaltens bei unterschiedlich großen Phasenwellenwiderständen, Varistortyp 1 Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, $k_K = 1,25$, $f_P = 3$ kHz | 84 |
| Abb. 7.11: Gemessene Verläufe der Temperaturabhängigkeit von Verlustleistung, Spannung und resistivem Strom, Varistortyp 1, Kabeltyp 3, Versuchsstand 1 oben: Aufzeichnung über zwei vollständige Zyklen (4 h pro Zyklus) unten: vergrößerter Ausschnitt des Überganges zwischen Zyklus 1 und Zyklus 2..... | 87 |
| Abb. 7.12: Gemessene Temperaturabhängigkeit von Spannung und Strom, Varistortyp 1, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6 (links), Kabeltyp 3 (rechts)..... | 88 |
| Abb. 7.13: Gemessene Temperaturabhängigkeit der Verlustleistung, Varistortyp 1 Versuchsstand 1, Kabeltyp 6 (links), Kabeltyp 3 (rechts)..... | 89 |
| Abb. 7.14: Gemessene Temperaturabhängigkeit des Schutzpegels, Varistortyp 1 Versuchsstand 1, $k_K = 1,36$ (links), $k_K = 1,13$ (rechts)..... | 89 |
| Abb. 7.15: Gemessene Teilspannungen 1 bis 9 gegen Erde am Motor mit Anzapfungen beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, ohne Varistor | 91 |
| Abb. 7.16: Teilspannungen 1 bis 9 gemessen gegen Erde am Motor mit Anzapfungen beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1 mit Varistortyp 1, Kabeltyp 6 | 92 |
| Abb. 7.17: Teilspannungen 1 bis 9 gemessen gegen Erde am Motor mit Anzapfungen beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1 mit Varistortyp 3, Kabeltyp 6 | 92 |
| Abb. 7.18: Aus Abb. 7.15, Abb. 7.16 und Abb. 7.17 berechnete Spannungsdifferenz zwischen den Anzapfungen 1 und 2 ohne Varistor sowie mit den beiden Varistortypen 1 und 3, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6 | 93 |

| | |
|---|-----|
| Abb. 7.19: Gemessene maximale Spannungen zwischen den Anzapfungen 1 bis 9 ohne und mit Varistoren, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6..... | 94 |
| Abb. 7.20: Gemessene maximale Spannungen zwischen den Anzapfungen 1 bis 9 ohne und mit Varistoren, Versuchsstand 1, Kabeltyp 3..... | 94 |
| Abb. 8.1: Berechnete zu erwartende Mindestlebensdauer von Varistoren abhängig von der Betriebstemperatur bei einer Prüftemperatur von 115 °C und verschiedenen Prüfdauern | 97 |
| Abb. 8.2: Beispielhafter Verlauf der aufgezeichneten Daten im Versuchsstand zur Bestimmung der Verlustleistung bei Wechselspannungsbetrieb, Varistortyp 2, Datensatz für Temperaturen $T = 114,5\text{ °C} \dots 115,5\text{ °C}$ | 98 |
| Abb. 8.3: Verlauf der auf den Startwert bezogenen gemessenen Verlustleistung abhängig von der Zeit für verschiedene Temperaturen oben: Varistortyp 1, Mitte: Varistortyp 2, unten: Varistortyp 5 | 99 |
| Abb. 8.4: Schematische Darstellung des vorläufigen Prüfzyklus zur beschleunigten Alterung | 106 |
| Abb. 8.5: Gemessene Änderung der Auswerteparameter für die Varistoren vom Typ 1 (oben) und Typ 2 (unten) bei $k_K = 1,25$ | 108 |
| Abb. 8.6: Gemessene Änderung der Auswerteparameter für die Varistoren vom Typ 4 (oben) und Typ 5 (unten) bei $k_K = 1,25$ | 109 |
| Abb. 8.7: Schematische Darstellung von Kennlinienalterung im Leckstrombereich ... | 110 |
| Abb. 8.8: Schematische Darstellung von Spannung und resistivem Strom eines neuen und eines degradierten Varistors | 111 |
| Abb. 8.9: Gemessene Änderung der Kennlinie im Hochstrombereich abhängig von der Versuchszeit für verschiedene Stoßstromamplituden und -formen bei $k_K = 1,25$ | 111 |
| Abb. 8.10: Gemessenes belastungsabhängiges Alterungsverhalten der Prüflinge vom Materialtyp 1 und 2..... | 114 |
| Abb. 8.11: Gemessenes belastungsabhängiges Alterungsverhalten der Prüflinge vom Materialtyp 5..... | 116 |
| Abb. 8.12: Gemessenes belastungsabhängiges Alterungsverhalten der Prüflinge vom Materialtyp 4..... | 116 |
| Abb. 8.13: Einfluss der Eingangs- bzw. Zwischenmessung auf das Alterungsverhalten gezeigt am Prüflingstyp 5 | 117 |
| Abb. 8.14: Gemessene Veränderung der Varistorspannung $U_{1\text{ mA, DC}}$ der Prüflinge vom Typ 5 für verschiedene Belastungen zur Ermittlung von Beschleunigungsfaktoren | 120 |

| | |
|--|-----|
| Abb. 8.15: Gemessene Veränderung der Varistorspannung $U_{6\text{ mA, DC}}$ der Prüflinge vom Typ 5 für verschiedene Belastungen zur Ermittlung von Beschleunigungsfaktoren | 120 |
| Abb. 8.16: Ausfallbilder (unten links und unten rechts) und manuell herausgebrochene Fehlstelle (oben), um den Varistor wieder elektrisch einsetzbar zu machen | 124 |
| Abb. 8.17: Verlauf von Verlustleistung und Temperatur bis zum Ausfall des Prüflings..... | 125 |
| Abb. 8.18: Gemessene bezogene Varistorspannung bei 1 mA nach alterungsbedingtem Ausfall der Prüflingstypen 1, 2, 4, 5 Fehlerbalken repräsentieren die Spannweite der Messwerte | 126 |
| Abb. 8.19: Optimierter Vorschlag zur Prozedur einer beschleunigten Alterungsprüfung für Varistoren bei hochfrequenter Belastung am Frequenzumrichter | 135 |
| Abb. 9.1: Temperatur-Leistungs-Charakteristik des Kühlkörperprofils „PR 168“ der Fa. Alutronic [Alu 09] | 141 |
| Abb. 9.2: Temperatur-Leistungs-Charakteristik des Kühlkörperprofils „PR 146“ der Fa. Alutronic [Alu 09] | 142 |
| Abb. 9.3: Vorschaltung von Sicherungen vor die Varistoren zum unterbrechungsfreien Betrieb des Antriebs nach Ausfall eines Varistors..... | 144 |
| Abb. 9.4: Gemessener Effektivwert und resistive Komponente des Varistorstroms abhängig von der Temperatur für Varistortyp 5, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, $k_K = 1,45$ | 144 |
| Abb. 9.5: Gemessener Effektivwert des Varistorstroms abhängig von der Temperatur für zwei verschiedene Werte für k_K , Varistortyp 5, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6..... | 145 |
| Abb. 9.6: Zeit / Strom-Kennlinien des Sicherungstyps „URZ DMI (6,3 x 32) mm FF 1000 V“ der Fa. Siba | 146 |

Tabellenverzeichnis

| | |
|---|-----|
| Tabelle 2.1: Exemplarische Angabe von Zahlenwerten von Kapazitäts- und Induktivitätsbelag für geschirmte Motorkabel mit verschiedenen Leiterquerschnitten, nach [Mag 09], [Mäk 04] | 12 |
| Tabelle 2.2: Gängige Werte für Wellenwiderstände und Ausbreitungsgeschwindigkeiten | 17 |
| Tabelle 2.3: Werte für Reflexionsfaktor, Spannung und Strom für die Sonderfälle der leerlaufenden, kurzgeschlossenen und abgeschlossenen Leitung | 18 |
| Tabelle 5.1: Technische Daten von Versuchsstand 1 (einmal aufgebaut) | 47 |
| Tabelle 5.2: Technische Daten von Versuchsstand 2 (fünf Mal aufgebaut) | 48 |
| Tabelle 5.3: Daten der verwendeten Motorkabel | 49 |
| Tabelle 5.4: Daten der verwendeten Varistoren als Prüflinge zum Überspannungsschutz in umrichter gespeisten Antrieben | 51 |
| Tabelle 7.1: Kritische Längen der verwendeten Kabeltypen in den Versuchsständen 1 und 2 | 79 |
| Tabelle 7.2: Übersicht über die unterschiedlichen elektrischen Kennwerte beim Betrieb von Varistoren in Kabeln mit unterschiedlichen Phasenwellenwiderständen Varistortyp1, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, $k_K = 1,25$, $f_P = 3$ kHz | 85 |
| Tabelle 8.1: Temperaturkoeffizienten der Varistortypen 1, 2 und 5 bei 50-Hz-Wechselspannung | 101 |
| Tabelle 8.2: Beschleunigungsfaktoren k_B berechnet aus den Diagrammen in Abb. 8.14 und Abb. 8.15 | 121 |
| Tabelle 8.3: Änderung der Spannung im Leckstrombereich durch Alterung am Umrichter und spannungslose Erholungsphasen bei Raumtemperatur und erhöhter Temperatur am Prüfling vom Typ 5 | 128 |
| Tabelle 8.4: Änderung der Spannung im Leckstrombereich durch Alterung am Umrichter und spannungslose Erholungsphasen bei erhöhter Temperatur am Prüfling vom Typ 1 | 129 |

Zusammenfassung

Der Einsatz umrichter gespeister Antriebe hat sich in den letzten Jahren auf alle Leistungs- und Spannungsebenen ausgedehnt und erlaubt eine dynamische und gleichzeitig energieeffiziente Nutzung von elektrischen Antrieben. Nachteilig wirken sich allerdings die höherfrequenten Parasitäreffekte in umrichter gespeisten Antrieben wie die Ausbildung von Lagerströmen oder das Entstehen von Wanderwelleneffekten auf der Maschinenzuleitung aus. Letzteres bewirkt eine Spannungsüberhöhung an der Maschine bis zum doppelten Wert (in Extremfällen sogar noch höher) der Zwischenkreisspannung, so dass die Wicklungsisolation durch die mit der Pulsfrequenz des Umrichters auftretenden repetierenden Überspannungen sehr stark belastet wird. Ferner führen die hohen Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten der Umrichterimpulse zu einer stark nichtlinearen Spannungsverteilung in der Maschinenwicklung, woraus ebenfalls eine starke Belastung für die Wicklungsisolation resultiert. Bei unzureichender Auslegung des Isoliersystems können einsetzende Teilentladungen zu Schäden und schließlich zum Ausfall des Antriebssystems führen. In der vorliegenden Arbeit wird gezeigt, wie sich mit Metalloxid-(MO)-Varistoren die Überspannungen an der Maschine reduzieren lassen bei gleichzeitiger Verlängerung der Spannungsanstiegszeiten, was zu einer linearisierten Spannungsverteilung in der Maschine führt. Hierbei werden die Varistoren direkt an der Maschine parallel zwischen Phase und Erde angeschlossen. Der stark nichtlineare Zusammenhang eines Varistors zwischen Spannung und Strom bewirkt bei richtiger Auslegung, dass die Leiter-Erde-Spannung an der Maschine den Schutzpegel des Varistors nicht überschreitet unabhängig vom Betriebszustand des Antriebs. Zur Realisierung vergleichsweise niedriger Schutzpegel bei den auftretenden Strömen müssen die verwendeten Varistoren wenige Millimeter hoch sein bei sehr großen Durchmessern von einigen Zentimetern. Durch die verwendete Geometrie ergibt sich auf Grund der großen relativen Permittivität von $\epsilon_r = 300 \dots 1000$ für das Varistormaterial eine vergleichsweise große elektrische Kapazität von einigen Nanofarad. Wegen der bipolaren Umrichterspannung muss diese Kapazität mit jedem Spannungsimpuls erneut aufgeladen werden, so dass sich über den Wellenwiderstand des Kabels eine Aufladezeitkonstante von einigen hundert Nanosekunden ergibt. Dadurch verlängert sich die Anstiegszeit der Spannung an der Maschine signifikant, und die Spannungsverteilung in der Maschine wird linearisiert. In der beschriebenen Anwendung treten die Überspannungen nun aber nicht wie bei konventionellem Betrieb eines Überspannungsableiters nur wenige Male im Jahr auf, sondern entsprechend der Pulsfrequenz des Umrichters einige Tausend Mal pro Sekunde, so dass grundsätzlich

andere Dimensionierungsregeln formuliert werden müssen. Außerdem ist wegen der permanent auftretenden Überspannungen eine klare Unterscheidung zwischen Dauerbetriebsspannung und Überspannung in dieser Anwendung nicht mehr möglich. Durch die „unkonventionelle“ Betriebsweise der Varistoren ergibt sich ein völlig neues, bisher noch nicht untersuchtes Alterungsverhalten. Es muss daher auch ein neues beschleunigtes Alterungsprüfverfahren entwickelt werden, um das Varistormaterial für die Anwendung zu qualifizieren und zu optimieren.

Als Ergebnis dieser Arbeit werden zwei unterschiedliche Dimensionierungsansätze formuliert, nach denen die Varistoren entweder permanent überspannungsbegrenzend wirken oder so ausgelegt werden, dass sie nur im Falle einer z. B. durch Bremsbetrieb der Maschine erhöhten Zwischenkreisspannung spannungsbegrenzend arbeiten. Während sich für beide genannten Fälle unterschiedliche Schutzpegel ergeben, bewirkt die Varistorkapazität aber auf jeden Fall eine linearere Spannungsverteilung in der Maschinenwicklung.

Es wird ein eigens entwickeltes Verfahren zur beschleunigten Alterungsprüfung der Varistoren in der neuen Anwendung vorgestellt und das Alterungsverhalten verschiedener Varistormaterialien unterschiedlicher Hersteller beispielhaft gezeigt und bewertet. Dabei stellt sich heraus, dass es sowohl alterungsbeständiges als auch alterungsunbeständiges Material gibt, was sich durch das neue Verfahren innerhalb weniger hundert Stunden Versuchszeit feststellen lässt. Außerdem kann durch Vergleich der Alterungsverhalten bei „konventioneller“ und der neuen Beanspruchung gezeigt werden, dass sich Materialien grundsätzlich unterschiedlich bei den unterschiedlichen Beanspruchungen verhalten können und somit keine Schlussfolgerungen vom Alterungsverhalten bei „konventioneller“ Beanspruchung auf das bei Umrichterbetrieb gezogen werden dürfen.

Insgesamt konnte in dieser Arbeit gezeigt werden, dass bei Wahl des richtigen Varistormaterials und bei richtiger Dimensionierung der Betrieb von Varistoren bei permanent auftretenden hochfrequenten Überspannungen unkritisch in Bezug auf thermisch stabilen Betrieb und Alterungsbeständigkeit ist. Ein Wert der Überspannung an der Maschine von weniger als 140 % der Zwischenkreisspannung wird mit Varistoren allerdings schwer realisierbar sein. Trotzdem wird durch den Einsatz von Varistoren eine deutliche Reduzierung der dielektrischen Beanspruchung der Maschinenisolation erzielt. Darüber hinaus wird wegen der geringeren vorliegenden Pulsfrequenzen der Betrieb an leistungsstarken Antriebssystemen als grundsätzlich

unkritischer eingestuft. Die neue Applikation ist damit insbesondere für solche Systeme prädestiniert und kann dort eine weitere Stärke ausspielen: Die Lösung des Überspannungsschutzes mit Varistoren im Gegensatz zu einigen existierenden Filterlösungen ist leistungsunabhängig, da der Betriebsstrom nicht über das Schutzelement fließt, und somit sinkt der relative Anschaffungspreis der Varistorlösung mit größerer Antriebsleistung.

Abstract

During operation of electrical machines at inverters with high frequency switching PWM (pulse width modulation) voltage travelling wave effects cause transients of unacceptably high amplitudes (i.e. up to two times the d.c. link voltage or even higher) at the machine winding insulation which may lead to partial discharges and, in the long term, to insulation failures. Furthermore, the very fast switching IGBT-modules in today's inverters cause a high voltage steepness, leading to a non linear voltage distribution in the stator coils of the machine. Over the years these phenomena have been well understood and mitigation methods have been developed to effectively reduce the dielectric stress of the insulation material. Progress has been made especially in the design of filters, but such technologies also have their limits. For cable lengths of several hundred meters dv/dt filters do not affect the voltage at the machine terminals anymore because they are effective up to a specified cable length only. Sinusoidal filters always have a resonance frequency in the range of one kilohertz, and thus the inverter pulse frequency cannot be chosen below a value of e.g. 5 kHz. But for large drives pulse frequencies are often below this value, and consequently sinusoidal filters cannot be used for high power applications. Another criterion for the choice of the filter type is finally the costs which are made up on one hand from the initial investment and on the other hand from the operating costs which also include total losses. Filters always have a self inductance in the main current path of the drive, leading to additional losses. Moreover, the self inductance has to be dimensioned for the total current and power of the drive, making it very large and expensive in many cases.

Metal-oxide (MO) varistors in this application are just connected line to ground in all three phases in order to reduce the line to ground overvoltage. They are not arranged in the main current path and are therefore independent from the power of the drive. The dimensioning of the varistors only depends on the surge impedance of the connecting cable and the accepted maximum overvoltage at the machine terminal. Power losses in the varistors additionally depend on the pulse frequency of the applied PWM voltage; they decrease with lower pulse frequency. These facts make the use of varistors in inverter-fed drives extremely attractive for large drive applications.

However, this new kind of stress for metal-oxide varistors under permanently occurring transients sets new requirements on dimensioning rules, as well as on the specification of operating duty and accelerated aging tests. Dimensioning of a metal-oxide surge

arrester in "standard" applications is firstly focused on its continuous operating voltage, U_c , and its protection level, U_p , among other aspects. The ratio of U_p (impulse peak value) over U_c (sinusoidal r.m.s. value) is in the range of three. In inverter-fed drives the continuous operating voltage is actually the d.c. link voltage of the inverter. But under normal operating conditions the highest occurring transient overvoltage (peak of a high-frequency oscillation) is "only" two times the inverter voltage (peak value of a rectangular pulse train). Therefore, in order to reduce this overvoltage, the conventional dimensioning rules cannot directly be applied anymore. Furthermore, in this application operation in the protection mode is not a transient but a continuous stress. Therefore, two alternative dimensioning approaches for the new varistor application are given here as follows: in the first one the varistor is dimensioned such that it will clamp the voltage with every occurring impulse independent from the operation mode of the drive (load, no load, breaking operation, etc.). Then the maximum voltage at the machine is the specified protection level of the varistor under inverter operation. But in this mode power losses in the varistor, and consequently its operating temperature are rather high. The other approach is to dimension the varistor for no or nearly no overvoltage limitation under normal operating conditions (where it will anyway have a positive effect by its high self capacitance) and for voltage limiting operation only under increased d.c. link-voltage conditions. In both approaches the large varistor capacitance, being in the range of several nanofarads, causes an increased rise time of the voltage at the machine terminal and therefore contributes to a linearized voltage distribution in the stator coils.

In "conventional" applications a metal-oxide surge arrester is stressed by continuous power-frequency voltage close to its continuous operating voltage, U_c , and a current with a resistive component in the range of ten to hundred microamperes peak value develops as a "leakage current" which results in power losses of some hundred milliwatts in the varistors. During an overvoltage event the surge arrester has to absorb energy and is heated up depending on the injected energy. Under these operating conditions the thermal stability limit of the surge arrester has to be verified in an "operating duty test", specified in the relevant test standards.

Due to the fact that the continuous operating conditions of varistors in inverter-fed drives consist of permanently occurring transients combined with the pulse train of the d.c. link voltage level, an operating duty test in the conventional way is meaningless. The varistor has not to recover thermally after a single transient overvoltage. It has to operate thermally stable under overvoltage stress that is permanently present. It is

furthermore not sufficient to perform a conventional accelerated aging test as described in the actual standards. Instead, the actual kind of stress has to be considered because this is assumed to provoke electrical aging different from an applied sinusoidal power-frequency voltage. In order to qualify MO-varistors for this special application it is therefore suggested to combine a thermal stability verification with an adopted accelerated aging test.

In this work the ageing behaviour of different materials of several varistor manufacturers is investigated in comparison of "conventional" and the new operation mode. It is clarified that there are basic differences in the operation mode and the ageing behaviour of the different varistor materials. It is one of the important results that it is not possible to conclude from the ageing behaviour under "conventional" stress to the ageing behaviour under the stress imposed by the new application. Therefore, a new accelerated ageing procedure is necessary and has been successfully developed.

With respect to all advantages and disadvantages investigated and discussed in this work operation of varistors in inverter-fed drives is possible after detailed qualification of the varistor material and careful dimensioning of the applied varistors. Both a qualification procedure and dimensioning rules have been developed and are recommended for future use. With a maximum overvoltage of down to 140 % of the d.c. link voltage at a pulse frequency of 3 kHz – just to give an example here – the application of varistors constitutes an attractive alternative to and in many cases a significant improvement over conventional filter solutions.

1 Einleitung

In Deutschland wird mit 47 % knapp die Hälfte des elektrischen Gesamtenergiebedarfs in der Industrie benötigt, wovon etwa zwei Drittel für elektrische Antriebe aufgewendet werden. Somit beträgt der Anteil industrieller Antriebe etwa ein Drittel des gesamten Bedarfs elektrischer Energie in Deutschland. Der ZVEI sieht in diesem Segment ein Energieeinsparpotenzial von ca. 30 %, wenn generell drehzahlvariable Antriebe zum Einsatz kommen. Wenn man bedenkt, dass die Energiekosten 97 % der Gesamtkosten eines Antriebssystems, über seine gesamte Lebensdauer betrachtet, betragen, besitzt diese Zahl nicht nur klimapolitische, sondern auch hohe wirtschaftliche Bedeutung. Eine Maßnahme zur Erhöhung der Energieeffizienz ist der Einsatz drehzahlvariabler Antriebe mit Hilfe von Frequenzumrichtern. Derzeit kommt auf vier verkaufte Motoren ein verkaufter Frequenzumrichter, und der Anteil umrichter gespeister Antriebe in der Industrie liegt bei geschätzten 12 % mit steigender Tendenz [Bin 07], [Sie 06], [Bro 09].

Das Konzept des umrichter gespeisten Antriebs beinhaltet eine Reihe von technischen Vorteilen wie die stufenlose Drehzahlsteuerung bei konstantem Drehmoment oder die vergleichsweise einfach und kostengünstig zu konstruierende Asynchronmaschine. Allerdings stehen dem auch einige Nachteile wie unerwünschte Netzrückwirkungen, Ausbildung von Lagerströmen und Entstehung von Überspannungen in Folge von Wanderwellen gegenüber [Sau 96], [Lie 03], [Zho 95], [Erd 95]. Das zuletzt genannte Phänomen hat zur Folge, dass die für eine verkettete Spannung von meist 400 V ausgelegte Wicklungsisolation durch Spannungsüberhöhungen an den Motorklemmen überlastet wird und so die Lebensdauer nachhaltig verkürzt wird [Kau 93], [Kau 94], [Spe 02].

Die oben genannten Effekte sind hinreichend bekannt, und im Laufe der Jahre wurden z. B. durch verbesserte Isolation oder durch den Einsatz von Umrichter Ausgangsfiltern Strategien zur Lebensdauerverlängerung entwickelt. Die technischen Details solcher Filterlösungen werden an späterer Stelle diskutiert. Hier sei nur erwähnt, dass unabhängig von der Antriebsleistung der Kostenanteil eines Sinusfilters etwa 20 % der Kosten von Motor und Umrichter beträgt; die Anschaffungskosten sind also abhängig von der Leistung des Antriebs, wobei aus wirtschaftlichen Gründen z. B. Sinusfilter nur bis zu einigen hundert Kilowatt Antriebsleistung realisierbar sind [Kem 09], [Fu 09]. Diese Tatsache ist besonders wichtig, wenn man berücksichtigt, dass im Jahr 2008 Niederspannungsmotoren bis 30 kW Nennleistung 94 % der ausgelieferten

Stückzahlen ausmachen, aber nur etwa 50 % des Umsatzes. Die anderen 50 % werden mit Antrieben im Leistungsbereich zwischen 30 kW und 1000 kW erbracht [mündliche Auskunft von ZVEI und VEM Motors]. Das Verhältnis von einem gekauften Umrichter auf vier ausgelieferte Maschinen wird natürlich durch die hohe Zahl von Kleinantrieben stark verzerrt. Im Bereich hoher Leistungen von mehreren Hundert Kilowatt dürfte das Verhältnis deutlich kleiner sein.

Die vorliegende Arbeit wurde im Rahmen der DFG-Forschergruppe FOR 575 „Höherfrequente Parasitäreffekte in umrichter gespeisten elektrischen Antrieben“ unter der Leitung von Prof. A. Binder durchgeführt. Als Teilprojekt der Forschergruppenarbeit wird hier gezeigt, wie der Überspannungsschutz umrichter gespeister Antriebe durch den Einsatz von Metalloxidvaristoren (MO-Varistoren) realisiert werden kann. Ein entscheidender Vorteil der MO-Varistoren liegt in der Unabhängigkeit von der Antriebsleistung, da es sich hier lediglich um eine sogenannte „clamp-on-Lösung“ handelt; das bedeutet, dass die Varistoren parallel zur Maschine geschaltet werden, ohne dass ein Bauteil im Strompfad des Antriebs liegt. So ist lediglich die Höhe der Spannung entscheidend für die Wahl der MO-Varistoren, während die Leistung des Antriebs hier keine Rolle spielt. Damit sinken die anteiligen Anschaffungskosten dieses Überspannungsschutzes mit größer werdender Antriebsleistung.

Nach einer Einführung in die einzelnen Komponenten des Antriebssystems soll anschließend erklärt werden, wo und weswegen die Überspannungen überhaupt entstehen und warum sie eine so große Belastung für die Maschinenisolation darstellen. Die einführende Bestandsaufnahme endet mit einer kurzen Vorstellung bereits existierender Maßnahmen zum Überspannungsschutz. Für die praktischen Untersuchungen von Varistoren in umrichter gespeisten Antrieben werden reale Antriebsstände benötigt einschließlich Automatisierungs- und Messperipherie, die in Kapitel 5 erläutert werden. Danach wird auf das allgemeine und spezielle Betriebsverhalten von Varistoren in der angesprochenen Anwendung eingegangen, wobei hier sowohl die Varistoren an sich als auch die Rückwirkungen auf das Antriebssystem berücksichtigt werden; im Vordergrund steht dabei die Analyse elektrischer und thermischer Besonderheiten. Eine zentrale Aufgabe dieser Arbeit besteht in der Klärung des Alterungsverhaltens der Varistoren bei permanent auftretenden repetierenden Überspannungen, was ausführlich in Kapitel 8 erläutert wird. Dabei wird zunächst die bei konventioneller Wechselspannungsanwendung angewandte beschleunigte Alterungsprüfprozedur einschließlich einzelner Ergebnisse vorgestellt, um dann darauf aufbauend eine neue beschleunigte Alterungsprüfung mit

Auswerte- und Interpretationshinweisen für die neue Anwendungsart zu definieren. Zum Ende der Arbeit wird gezeigt, wie mit den vorher gewonnenen Ergebnissen ein vollständiges Überspannungsschutzkonzept mit Varistoren umgesetzt werden kann, wobei hier sowohl Dimensionierungsregeln für die Varistoren als auch für deren Peripherie wie Kühlung und Sicherungsbeschaltung gegeben werden. In den Schlussbetrachtungen folgt auf eine Zusammenfassung der wichtigsten Erkenntnisse dieser Arbeit eine Gegenüberstellung von Vor- und Nachteilen des neuen Schutzkonzeptes einschließlich Fazit.

2 Theoretische Grundlagen und Stand der Technik

2.1 Umrichtergespeiste Antriebssysteme

Um die auftretenden parasitären Effekte in elektrischen Maschinen, die beim Betrieb am Frequenzumrichter auftreten, besser verstehen zu können, bedarf es vorweg einer genaueren technischen Beschreibung der wichtigsten Komponenten des Antriebssystems. Das System „umrichtergespeister Antrieb“ besteht in der Regel aus den drei folgenden Elementen:

- 1) Frequenzumrichter
- 2) Verbindungskabel (geschirmt oder ungeschirmt)
- 3) Maschine

Auf die periphere Beschaltung des Umrichters und der Maschine durch Netzfilter, Netzdrosseln oder Filter zur Unterdrückung von parasitären Effekten [Müt 04], die durch den Umrichter hervorgerufen werden, soll an dieser Stelle noch nicht eingegangen werden. Das Prinzipschaltbild des Antriebssystems ist in Abb. 2.1 gezeigt.

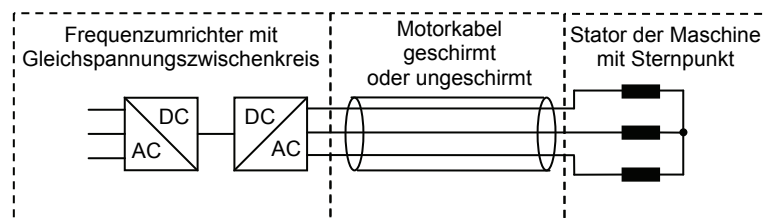


Abb. 2.1: Prinzipschaltung des Antriebssystems „umrichtergespeister Antrieb“

2.1.1 Prinzipielle technische Beschreibung des Frequenzumrichters

Um für die Drehzahlregelung einer elektrischen Maschine einen Strom variabler Frequenz erzeugen zu können, wird die netzseitige „frequenzstarre“ Spannung über einen Gleichrichterteil dem Gleichspannungszwischenkreis zugeführt, wonach sie dann wieder über einen Wechselrichterteil in eine Wechselspannung mit einstellbarer Frequenz und Grundswingungsamplitude gewandelt wird (vgl. Abb. 2.2).

Der Gleichrichterteil kann entweder als ungesteuerte Diodenbrücke oder als gesteuerte Transistor- oder Thyristorbrücke ausgeführt sein, wobei sich im Drehstromsystem die sogenannte B6 Brückenschaltung durchgesetzt hat. Sie besteht aus 2 Gruppen mit jeweils drei Ventilen pro Gruppe, die die dreiphasige Netzwechselspannung

gleichrichten und dem Zwischenkreiskondensator zuführen. Die Gleichspannung besitzt eine Welligkeit, die der sechsfachen Netzfrequenz entspricht.

Der Zwischenkreiskondensator besitzt die Aufgabe, den Gleichrichter- und den Wechselrichterteil des Umrichters energetisch zu verkoppeln. Die ihm zugeführte Gleichspannung wird im Wechselrichterteil in eine pulsweitenmodulierte Wechselspannung (PWM) gewandelt, durch die aufgrund der glättenden Wirkung der Motorinduktivität ein nahezu sinusförmiger Strom hervorgerufen wird [Bro 92].

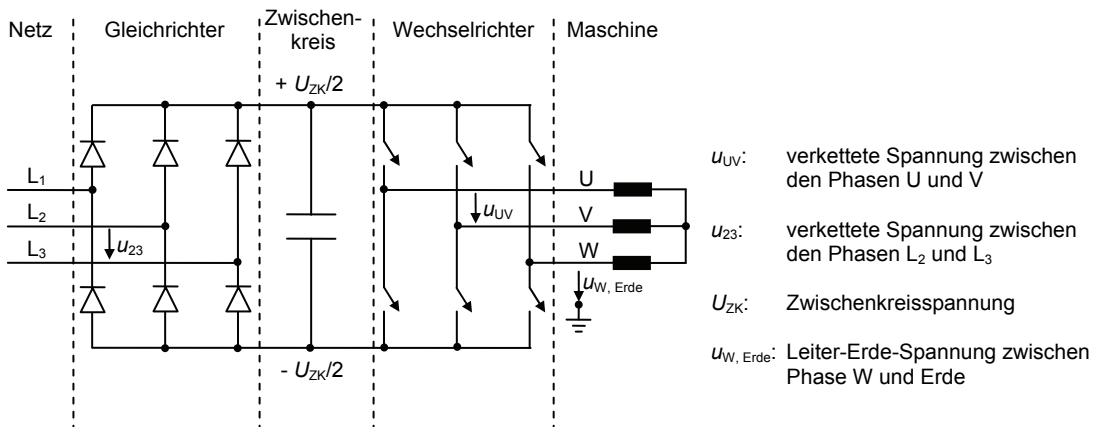


Abb. 2.2: Schaltbild eines Frequenzumrichters mit Gleichspannungszwischenkreis und Diodengleichrichter

Die Schalter im Leistungsteil des Wechselrichters werden bei Niederspannungsumrichtern heutzutage in der Regel durch IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistor) realisiert, die wegen ihrer sehr kurzen Schaltzeit im Bereich einiger 100 Nanosekunden sehr geringe Schaltverluste besitzen.

Folgende Größen sind für die quantitative elektrische Analyse des Antriebssystems u. a. zu berücksichtigen:

$$U_{\text{Netz}}$$

Effektivwert der Netzspannung

$$\hat{U}_{\text{Netz}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{Netz}}$$

Scheitelwert der Netzspannung

$$U_{ZK} \cong \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{\text{Netz}}$$

Zwischenkreisspannung, entspricht in etwa dem Scheitelwert der verketteten Netzspannung

$$u_{LE}$$

Leiter-Erde-Spannung am Umrichterausgang und am Motor

u_{LL}

Verkettete Spannung bzw. Leiter-Leiter-Spannung
am Umrichter Ausgang und am Motor

 f_P

Pulsfrequenz, entspricht der Anzahl zweier
Schalthandlungen in einer Phase

In den nachfolgenden Abb. 2.3 und Abb. 2.4 sind die Leiter-Erde-Spannung und die verkettete Spannung gemessen am Umrichter Ausgang eines handelsüblichen dreiphasigen Frequenzumrichters dargestellt. Die verkettete Spannung beschreibt jeweils die Spannung zwischen zwei Phasen des Umrichters, während die Leiter-Erde-Spannung die Spannung zwischen Phase und Erdpotential darstellt. Die verkettete Spannung kann bei Vernachlässigung der Anstiegsrampen die diskreten Werte $+U_{ZK}$, 0 V und $-U_{ZK}$ annehmen.

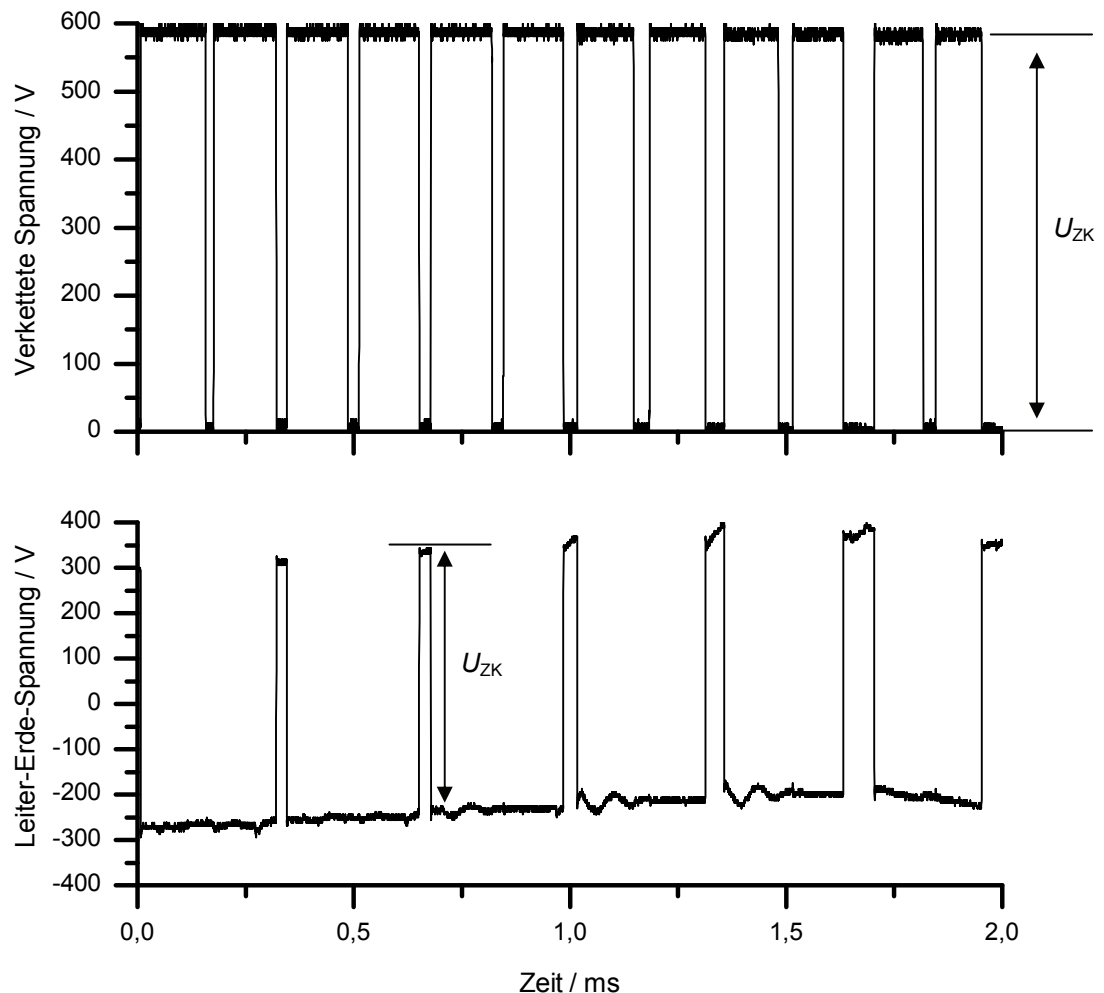


Abb. 2.3: oben: Verkettete Spannung, unten: Leiter-Erde-Spannung, gemessen an einem Frequenzumrichter, $U_{ZK} = 600$ V, $f_P = 3$ kHz

Wie bereits oben angedeutet schwanken Maximum und Minimum der Leiter-Erde-Spannung mit der Welligkeit der Spannung im Gleichspannungszwischenkreis, wobei die Amplitude eines Rechteckblocks stets dem Wert der Zwischenkreisspannung entspricht. Die Schalthäufigkeit von sechs Schalthandlungen in zwei Millisekunden entspricht der angegebenen Pulsfrequenz von 3 kHz in der Leiter-Erde-Spannung in Abb. 2.3.

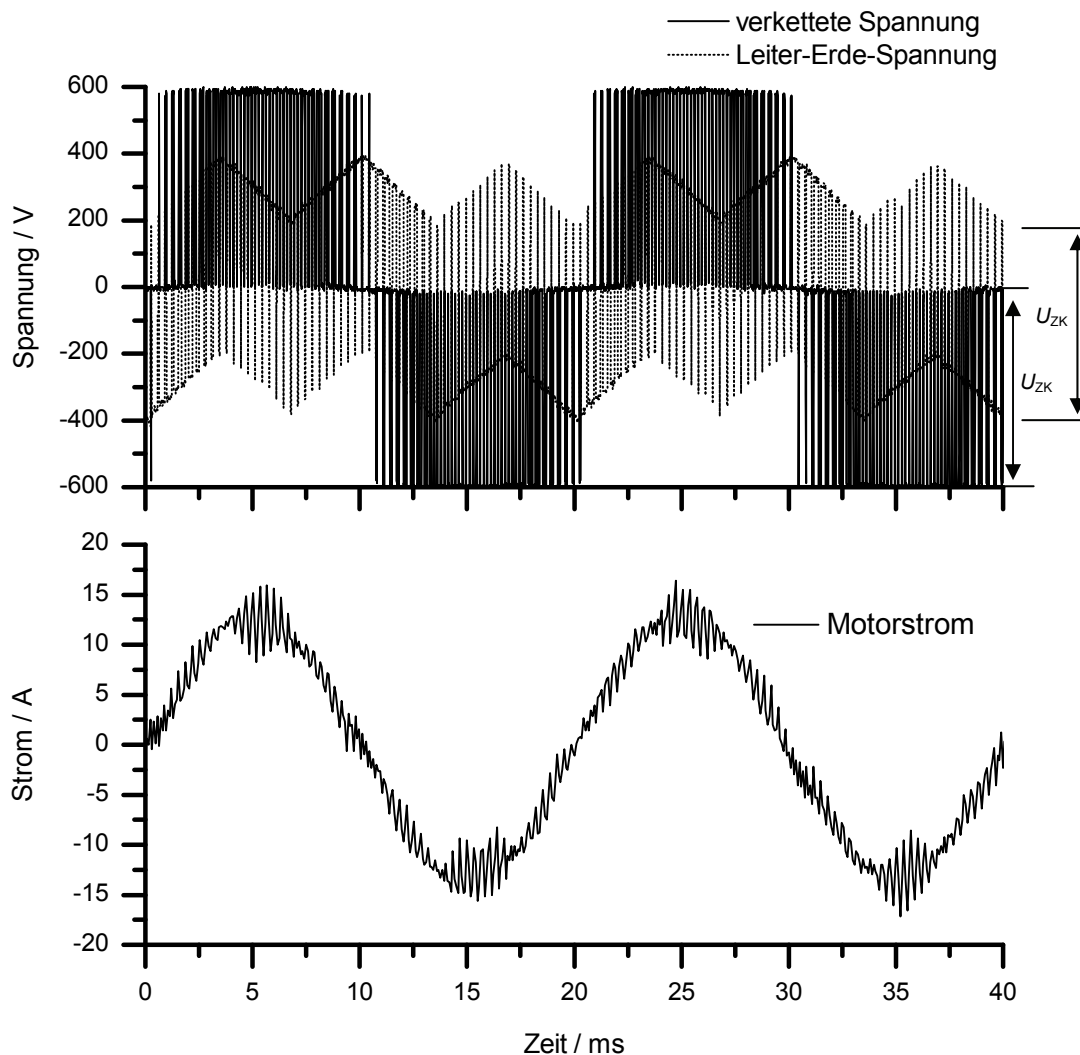


Abb. 2.4: oben: Verkettete Spannung, Leiter-Erde-Spannung, unten: Motorstrom, gemessen am Frequenzumrichter, $U_{ZK} = 600 \text{ V}$, $f_p = 3 \text{ kHz}$, Motor im Leerlauf

Über die zeitliche Länge der Rechteckblöcke wird im Motor ein nahezu sinusförmiger Strom eingestellt, der in seiner Grundfrequenz frei variierbar ist. Somit ist es möglich, den Motor in einem weiten Drehzahlbereich mit konstantem Drehmoment zu betreiben, was einer der maßgeblichen Gründe für den Einsatz von umrichter gespeisten Antrieben ist. Die Oberwelligkeit des Stromes verringert sich, wenn die Pulsfrequenz des Umrichters vergrößert wird, was wiederum vorteilhaft in Bezug auf

Netzurückwirkungen und Geräuschbelastung durch Umrichter und Motor ist. Jedoch steigen linear mit der Pulsfrequenz auch die Schaltverluste in den Leistungshalbleitern, weswegen insbesondere bei Umrichtern höherer Leistung (mehrere 100 kW) nur noch geringe Pulsfrequenzen von maximal 1 kHz möglich sind. Im kleineren Leistungsbereich hingegen sind Pulsfrequenzen von bis zu 20 kHz problemlos realisierbar [Fel 06].

2.1.2 Detaillierte Beschreibung des verbindenden Motorkabels

Dem Kabel wird bei der Betrachtung des Antriebssystems eine wichtige Rolle zu Teil, da es durch seinen Wellenwiderstand Z maßgeblich die an der Maschine entstehenden Überspannungen beeinflusst (vgl. Kap. 2.3). Verschiedene Typen bzw. Arten von Kabeln besitzen verschiedene Wellenwiderstände, worauf nachfolgend detailliert eingegangen wird.

Ein elektrischer Leiter lässt sich im Kettenleiterersatzschaltbild durch die primären Leitungskonstanten Widerstandsbelag R' , Induktivitätsbelag L' , Ableitbelag G' und Kapazitätsbelag C' nachbilden (siehe Abb. 2.5). Durch diese Darstellungsweise erhalten die elektrischen Größen eine Abhängigkeit vom Ort z . Jedes Leitungselement stellt die Länge dz des Gesamtleiters dar.

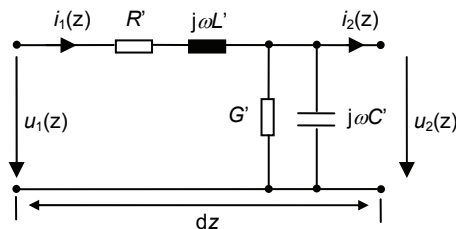


Abb. 2.5: Ersatzschaltbild eines Leitungselements

Der Wellenwiderstand Z der Leitung ist wie folgt definiert:

$$Z = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \stackrel{G' \approx 0}{\approx} \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{j\omega C'}} \quad (2.1)$$

Bei zusätzlicher Vernachlässigung des Widerstandsbelages nimmt der Wellenwiderstand einen reellen Wert an und vereinfacht sich zu

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (2.2)$$

Für mehrphasige Kabel, wie sie in modernen Antriebssystemen zum Einsatz kommen, muss jede Phase durch jeweils einen Kettenleiter nachgebildet werden, wobei ebenfalls zwischen den Phasen und zur Erde Kopplungsimpedanzen zu berücksichtigen sind (siehe Abb. 2.6). Die Kopplungselemente und die Induktivitäts-

bzw. Kapazitätsbeläge werden allgemein im Phaseninduktivitätsbelag L'_{ph} und Phasenkapazitätsbelag C'_{ph} zusammengefasst, aus denen sich dann der Wellenwiderstand berechnen lässt. Der resultierende Wellenwiderstand hängt somit stark von der Geometrie des Kabels ab, und dessen analytische Berechnung ist insbesondere bei unsymmetrischen Kabeln keinesfalls mehr trivial [Ung 80], [Küp 05], [Hei 87].

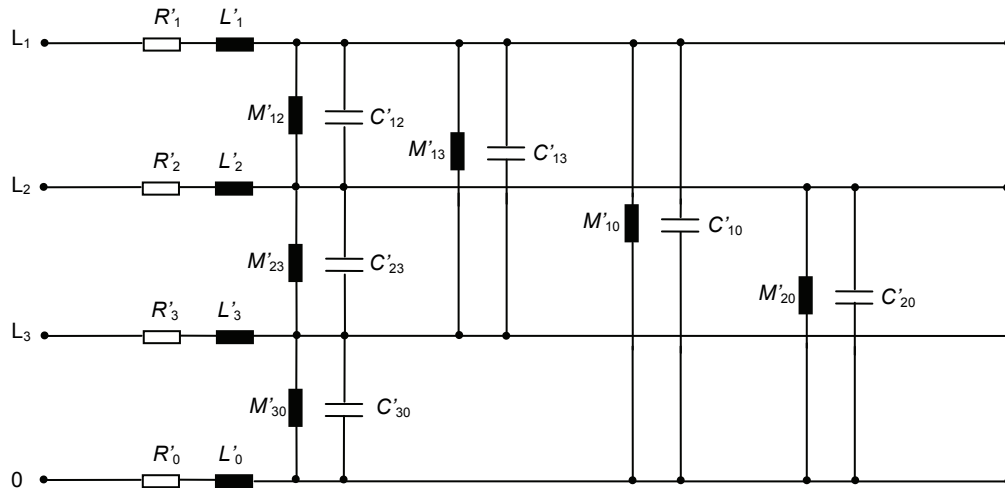


Abb. 2.6: Ersatzschaltbild eines Leitungselements eines dreiphasigen Kabels unter Berücksichtigung der Leitungs- und Kopplungselemente bei Vernachlässigung der Querleitwerte

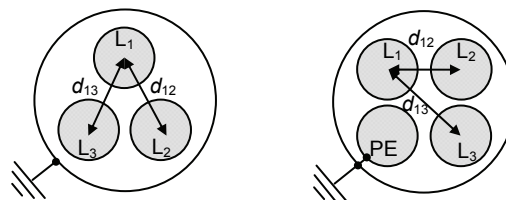


Abb. 2.7: Schematischer Aufbau von dreiadrigen Kabeln (links) und vieradrigen Kabeln (rechts)

Bei symmetrischen dreiadrigen Kabeln sind wegen der gleichen Abstände zwischen den Adern die Kopplungselemente gleich. Der Wellenwiderstand wird nach (2.1) oder (2.2) berechnet.

An Frequenzumrichtern betriebene Maschinen werden häufig über vieradrige Motorleitungen mit dem Umrichter verbunden, wobei sowohl die geschirmte als auch die ungeschirmte Ausführung gleichermaßen zum Einsatz kommen. Da von den vier Adern eine als Schutzleiter (PE) verwendet wird, ist in Bezug auf die Impedanzen durch die unterschiedlichen Abstände der Phasen im Kabel keine vollständige

Symmetrie mehr vorhanden. Daher müssen theoretisch zwei Wellenwiderstände Z_{12} und Z_{13} berücksichtigt werden.

$$Z_{12} = \sqrt{\frac{R'_1 + j\omega L'_{ph,12}}{j\omega C'_{ph,12}}} \quad (2.3)$$

$$Z_{13} = \sqrt{\frac{R'_1 + j\omega L'_{ph,13}}{j\omega C'_{ph,13}}} \quad (2.4)$$

Der Unterschied zwischen den Kopplungskapazitätsbelegen C'_{12} und C'_{13} ist allerdings deutlich größer als der zwischen den Kopplungsinduktivitätsbelegen M'_{12} und M'_{13} . Daher gilt für die beiden Wellenwiderstände: $|Z_{12}| < |Z_{13}|$ [Mag 09].

Generell gilt, dass alle primären Leitungskonstanten frequenzabhängig sind. Aufgrund der Stromverdrängung steigt der ohmsche Widerstand einer Leitung mit der Frequenz, die Induktivität hingegen sinkt. Wegen der Frequenzabhängigkeit der relativen Permittivität der Isolierstoffe in Kabeln (z.B. PVC) sinkt der Kapazitätsbelag geringfügig mit höherer Frequenz [Küp 05].

Als sekundäre Leitungskonstanten werden die Dämpfungskonstante α und die Phasenkonstante β bezeichnet, welche allgemein in der Ausbreitungskonstante γ zusammengefasst werden.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C')} \quad (2.5)$$

Dämpfungs- und Phasenkonstante beschreiben die Dämpfung bzw. die Phasendrehung einer Welle pro Längeneinheit auf einer Leitung. Für den verlustlosen Fall gilt

$$R' = 0 \wedge G' = 0 \quad \rightarrow \quad \alpha = 0 \quad (2.6)$$

Sonst gelten näherungsweise folgende Beziehungen [Ung 80]:

$$\alpha = \frac{R'}{2} \cdot \sqrt{\frac{C'}{L'}} + \frac{G'}{2} \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.7) \quad \beta = \omega \cdot \sqrt{L' \cdot C'} \quad (2.8)$$

Ähnlich wie die primären Leitungskonstanten hängen auch die sekundären Leitungskonstanten von der Frequenz ab. Die Dämpfungskonstante ist nach (2.7) unmittelbar unabhängig von der Frequenz und erfährt nur mittelbar über die Frequenzabhängigkeit der Leitungsparameter, insbesondere durch den Skineneffekt, eine Änderung (vgl. Abb. 2.8).

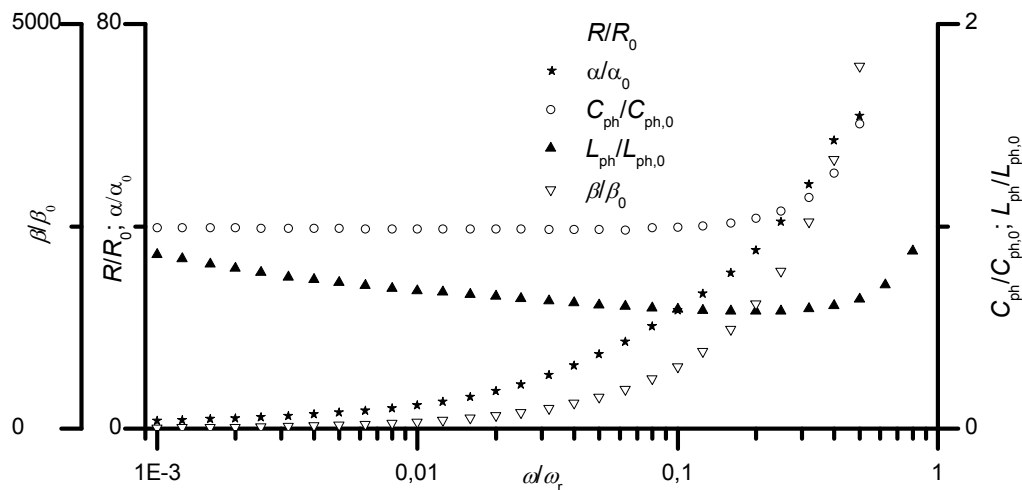


Abb. 2.8: Generelle Frequenzabhängigkeit der primären und sekundären Leitungsparameter gemessen an einem vieradrigen geschirmten Kabel mit 6 mm² Leiterquerschnitt
 ω : Kreisfrequenz, ω_r : Resonanzkreisfrequenz

Tabelle 2.1: Exemplarische Angabe von Zahlenwerten von Kapazitäts- und Induktivitätsbelag für geschirmte Motorkabel mit verschiedenen Leiterquerschnitten, nach [Mag 09], [Mäk 04]

| | dreiadrig | | vieradrig | | | |
|------------------------|-----------|-----------|-------------------------|-------------|-------------|-------------|
| Leiterquerschnitt | L'_{ph} | C'_{ph} | L'_{ph12} | L'_{ph13} | C'_{ph12} | C'_{ph13} |
| bis 10 mm ² | 0,4 µH/m | 100 pF/m | 0,4 µH/m | 0,3 µH/m | 100 pF/m | 10 pF/m |
| 70 mm ² | 0,24 µH/m | 650 pF/m | keine Angaben verfügbar | | | |

2.1.3 Aufbau der Statorwicklungen und des Isoliersystems elektrischer Drehfeldmaschinen für Niederspannung

Generell sind die Statoren von Niederspannungs-Asynchronmaschinen, also für Nennspannungen < 1000 V, ähnlich aufgebaut: Bei Einschichtwicklungen werden die Wicklungen der einzelnen Phasen in einer Lage in die Nuten des Ständerblechpakets eingelegt, wobei mehrere Windungen eine Spule, mehrere Spulen eine Spulengruppe und mehrere Spulengruppen schließlich einen Strang bilden. Das Wicklungsschema ist über die Anzahl der Nuten Q und die Anzahl der Poolpaare p definiert.

So entfallen

$$q = \frac{Q}{2p \cdot m} \quad (2.9)$$

Nuten auf einen Pol und eine Spulengruppe, wenn der Stator aus m Strängen gewickelt werden soll. Als Polteilung τ_p , gezählt in Nutteilungen, wird die Anzahl der Nuten pro Pol bezeichnet.

$$\tau_p = \frac{Q}{2p} \quad (2.10)$$

Ist die Polteilung gleich der Spulenweite W (ebenfalls in Nutteilungen gezählt), so spricht man von einer ungesehnten Wicklung; dementsprechend liegt eine gesehnte Wicklung vor, wenn die Spulenweite W kleiner oder größer als die Polteilung ist (vgl. Abb. 2.10 und Abb. 2.11).



Abb. 2.9: Ein Strang auf einen Stator eines 7,5-kW-Motors gewickelt, Einschichtwicklung, konzentrische Spulen unterschiedlicher Weite W_1 und W_2 , $(W_1 + W_2)/2 = \tau_p$, zwei Spulen pro Gruppe, zwei Gruppen pro Pol, $q = 4$, $p = 2$, $Q = 48$

Um die Nuten mit den Runddrähten, also mit Drähten kreisförmiger Querschnittsfläche, besser auszufüllen, werden häufig mehrere Drähte parallel in einer Nut zu einer Windung eingelegt (vgl. Abb. 2.9). Dadurch erreicht man eine sehr genaue geometrische Abstimmung der Drahtquerschnitte auf den durch die Maschinenauslegung vorgegebenen Rechenwert, was bei Motoren größerer Bauart und Leistung unbedingt zu berücksichtigen ist.

Ebenfalls bei Motoren größerer Bauart und Leistung wird die Statorwicklung teilweise als Zweischichtwicklung ausgeführt. Hierbei werden zwei Spulen in einer Nut geführt, was bei gleicher Nutzahl zu doppelt so vielen Spulengruppen wie bei der Einschichtwicklung führt.

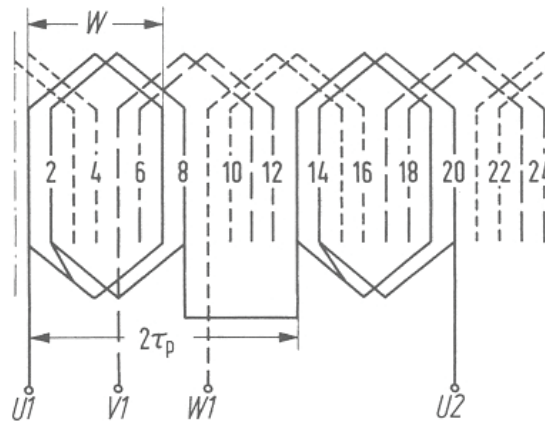


Abb. 2.10: Drehstrom-Einschichtwicklung, $p = 2$, $q = 2$, $Q = 24$, aus [Fi 06]

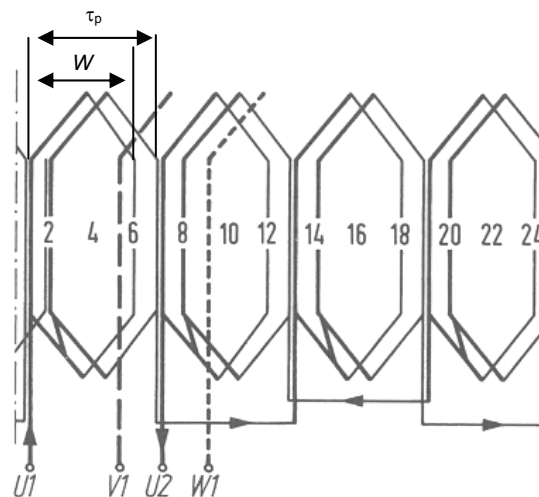


Abb. 2.11: Drehstrom-Zweischichtwicklung, $p = 2$, $q = 2$, $Q = 24$,
Sehnung $W/\tau_p = 5/6$, aus [Fi 06]

Ist die Anzahl q der Nuten pro Strang und Pol nicht ganzzahlig, so spricht man nicht mehr von einer Ganzlochwicklung, sondern von einer Bruchlochwicklung. Die Spulengruppen in einem Strang besitzen dann nicht mehr die gleiche Spulenzahl, was entscheidende Vorteile in Bezug auf das Entstehen von Oberwellen in der Maschine hat.

Grundsätzlich muss die Isolierung von elektrischen Maschinen elektrisch unterschiedliche Potentiale von einander trennen, sie muss für mechanische Festigkeit im System auch bei hohen thermischen Beanspruchungen sorgen, und sie ist Teil des

Wärmeabtransportsystems von den Wicklungen bis hinaus zum Gehäusekühlkörper [Wei 08].

Bei Niederspannungs-Asynchronmaschinen wird zwischen der Hauptisolierung, der Phasenisolierung und der Windungsisolierung unterschieden. Durch die Hauptisolierung werden die Spulen in einer Phase gegen das auf Erdpotential liegende Blechpaket isoliert. Zudem soll sie verhindern, dass die Spulen bei mechanischer Bewegung beschädigt werden. Durch den Nutenkeil werden die einzelnen Spulen in der Nut fixiert und fördern so die gesamte mechanische Stabilität des Systems. Die Phasenisolierung trennt die einzelnen Phasen im Wickelkopf voneinander. Ähnlich wie bei der Hauptisolierung kommen hier Papierlagen oder Folien zum Einsatz, die sowohl die elektrischen als auch die mechanischen und thermischen Anforderungen erfüllen müssen.

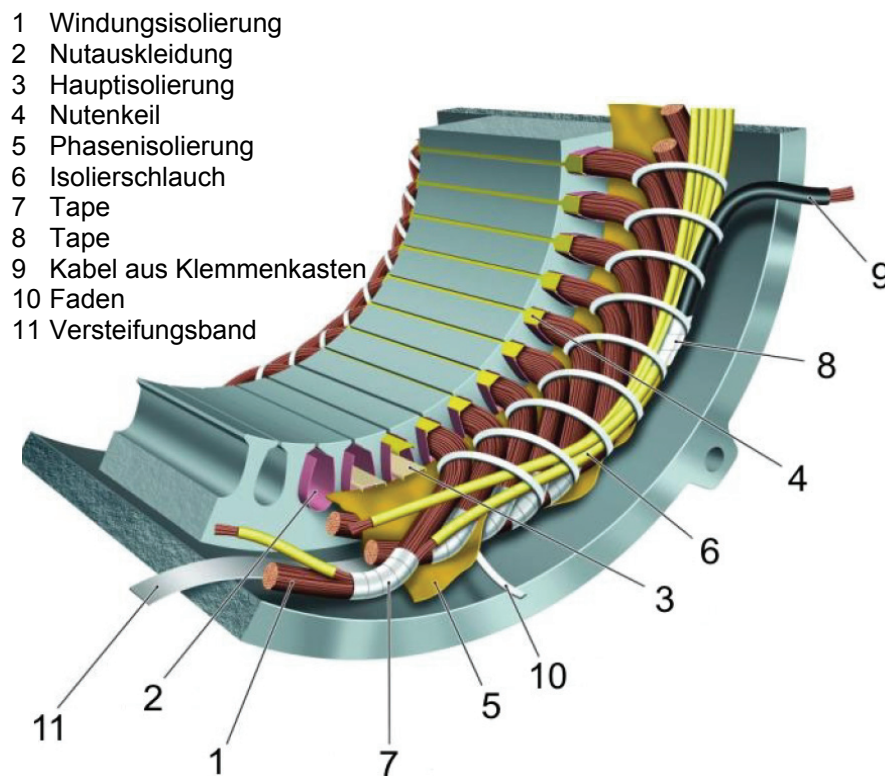


Abb. 2.12: Aufbau des Isoliersystems in Asynchronmaschinen, aus [Cha 08]

Die Windungen in einer Phase sind bei Niederspannungswicklungen lediglich durch die dünne Lackbeschichtung auf der Wicklungsdrahtoberfläche gegen unterschiedliche Potentiale in einer Wicklung geschützt. Da in Niederspannungs-Asynchronmaschinen mit Runddrahtspulen die Anordnung der Windungen in einer Spule keiner exakt festgelegten Systematik folgt, sondern die Anordnung vielmehr einer gewissen Zufälligkeit unterliegt, ist es keinesfalls unmöglich, dass im Extremfall Wicklungsanfang und –ende einer Spule unmittelbar benachbart sind und so die Isolation die

vollständige Potentialdifferenz in einer Spule isolieren muss [Kau 94], [Ber 98], [Re 98]. Möglich ist auch, dass an Kreuzungspunkten Drähte verschiedener Spulengruppen einander berühren und die zu isolierende Potentialdifferenz noch höher wird [Re 97]. Daher stellt die Windungsisolation im gesamten Isoliersystem das schwächste Glied dar und ist ein wesentlicher Grund für Ausfälle von Wicklungen.

Im Gegensatz zu Niederspannungsmaschinen ist der Aufbau des Isoliersystems von Hochspannungsmaschinen (Nennspannung > 1000 V) ungleich komplizierter. Neben den deutlich höheren auftretenden Spannungen in der Maschine kommt hier noch die Problematik der hohen elektrischen Felder hinzu, die ihrerseits erfordern, entsprechende Feldsteuermaßnahmen (sog. Glimmschutz) vorzusehen [Wei 08]. Man unterscheidet hier zwischen Innen-, Außen- und Endenglimmschutz, welche in der Regel durch halbleitende Bänder, die auf die Isolation gewickelt werden, realisiert werden. Außerdem werden die einzelnen Spulen in Hochspannungsmaschinen nicht mehr mit Runddrähten und zufälliger Anordnung in der Nut gewickelt, sondern die Windungen werden systematisch in die Nuten eingelegt, um eine definierte Wicklungsbeanspruchung und einen hohen Füllgrad der Nut zu erreichen.

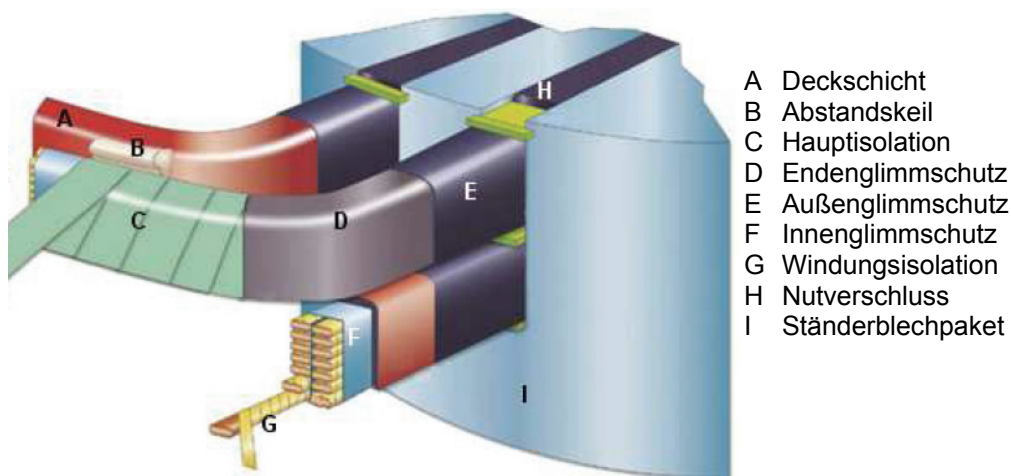


Abb. 2.13: Prinzipieller Aufbau des Isoliersystems einer Hochspannungsmaschine am Beispiel einer Zweischichtwicklung, aus [Kau 02]

Wegen der zusätzlichen Anforderungen an Hochspannungsmaschinen stellen diese im Gegensatz zu Niederspannungsmaschinen keine Massenprodukte mehr dar, sondern sind für jeden Anwendungsfall Einzelanfertigungen, die großen Planungsaufwand erfordern und hohe Kosten mit sich bringen.

2.2 Wanderwellen auf Leitungen

Elektrische Spannungs- und Stromsignale benötigen eine endliche (kurze) Zeit, um die Distanz vom Anfang bis zum Ende einer Leitung zurückzulegen. Diese Form der Signalausbreitung wird in der Regel als Wanderwelle bezeichnet. Die Geschwindigkeit v_p bzw. die Laufzeit t_p der Signale auf der Leitung sowie der Wellenwiderstand Z nach (2.1) oder (2.2) hängen vom Isoliermedium, dem Leiterwerkstoff und der Leitergeometrie ab.

$$v_p = \frac{l}{t_p} = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \cdot \varepsilon_r}} \quad (2.11)$$

$$\mu_r \approx 1 \quad \text{für Leitungen}$$

$$\varepsilon_r = 1 \dots 5 \quad \text{abhängig vom verwendeten Dielektrikum}$$

Tabelle 2.2: Gängige Werte für Wellenwiderstände und Ausbreitungsgeschwindigkeiten

| | Wellenwiderstand Z | Ausbreitungsgeschwindigkeit v_p |
|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------------|
| Vakuum | 377 Ω | c_0 (Lichtgeschwindigkeit) |
| Freileitung | (250...400) Ω | $\approx c_0$ |
| 4 adriges Kabel geschirmt | 40 Ω ... 60 Ω | $\approx (0,5 \dots 0,7) c_0$ |
| 4 adriges Kabel ungeschirmt | 70 Ω ... 90 Ω | $\approx (0,5 \dots 0,7) c_0$ |

Besitzen die Leitung und der Leitungsabschluss unterschiedliche Impedanzen, so kommt es zu Reflexion und Brechung des Signals am Leitungsende. Die Überlagerung aus reflektiertem (u_2, i_2) und einlaufendem (u_1, i_1) Signal resultiert in einer größeren oder kleineren Amplitude, verglichen mit dem Signal am Leitungsanfang [Rüd 62, Kü 05]. Maßgeblich für den Wert der Amplitude ist der sog. Reflexionsfaktor, welcher sich wie folgt errechnet:

Spannungsreflexionsfaktor:

$$r_u = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.12)$$

Stromreflexionsfaktor:

$$r_i = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.13)$$

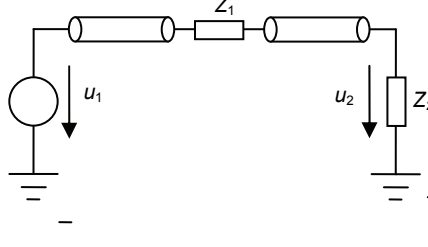
Damit ergibt sich für Spannung und Strom am Ende der Leitung:

$$u_2 = (1 + r_u) \cdot u_1 \quad (2.14)$$

$$i_2 = (1 + r_i) \cdot i_1 \quad (2.15)$$

Im Falle eines Widerstandes mit dem Betrag Z_2 am Ende der Leitung ergeben sich als Extremfälle die in Tabelle 2.3 dargestellten Verhältnisse.

Tabelle 2.3: Werte für Reflexionsfaktor, Spannung und Strom für die Sonderfälle der leerlaufenden, kurzgeschlossenen und abgeschlossenen Leitung

| | | | | |
|-----------------------------|---------------|----------------------------------|----------------------------------|--|
| leerlaufende Leitung | $Z_2 \gg Z_1$ | $r_u = 1$ $u_2 = 2 \cdot u_1$ | $r_i = -1$ $i_2 = 0$ |  |
| kurzgeschlossene Leitung | $Z_2 \ll Z_1$ | $r_u = -1$ $u_2 = 0$ | $r_i = 1$ $i_2 = 2 \cdot i_1$ | |
| abgeschlossene Leitung | $Z_2 = Z_1$ | $r_u = 0$ $u_2 = u_1$ | $r_i = 0$ $i_2 = i_1$ | |

Der Abschluss einer Leitung muss nicht unbedingt das geometrische Ende des elektrischen Systems darstellen. So wäre z.B. eine Freileitung an einer Übergangsstelle zu einem Kabel mit dem Wellenwiderstand des Kabels abgeschlossen, obwohl sich das Signal noch weiter im Kabel ausbreitet. Der gleiche Fall liegt vor, wenn die Umrichterspannung vom Kabel in die Maschine einläuft. Daher muss im Zusammenhang mit der Reflexion eines Signals auch gleichzeitig seine Brechung betrachtet werden. Allgemein gilt für die Spannungs- und Strombrechungskoeffizienten folgender Zusammenhang:

$$b_{u,i} = r_{u,i} + 1 \quad (2.16)$$

Die Amplitude des Signals, das an der Übergangsstelle zweier unterschiedlicher Impedanzen gemessen wird, beträgt also

$$u_2 = b_u \cdot u_1 \quad (2.17)$$

Generell gelten folgende notwendige Bedingungen, damit es überhaupt zu einer vollständigen Ausbildung von Reflexion und Brechung der Signale kommt:

- 1) Das Signal muss eine Impedanzänderung auf dem Übertragungsweg erfahren.
- 2) Die Anstiegszeit des Signals muss viel kürzer sein als die Laufzeit des Signals auf der Leitung.

2.3 Ausbreitung der Umrichterspannung auf langen Leitungen

Bezüglich der vom Umrichter erzeugten Spannungsform und ihrer Ausbreitung auf der Leitung hin zum Motor ist im System „umrichter gespeister Antrieb“ zumindest die erste der beiden im vorigen Abschnitt genannten Bedingungen zum Auftreten von Spannungsreflexionen in jedem Fall erfüllt: Der Umrichter selber kann bei allen Frequenzen wegen der sehr kleinen Bahnwiderstände der IGBT's und der Zwischenkreiskapazität als nahezu ideale Spannungsquelle mit einem Innenwiderstand gleich Null betrachtet werden. Das Verbindungskabel zwischen Umrichter und Maschine hat nach Tabelle 2.2 je nach Ausführung eine Impedanz zwischen $40\ \Omega$ und $90\ \Omega$. Die Eingangsimpedanz der elektrischen Maschine liegt aufgrund des überwiegend induktiven Charakters im Bereich kleiner Frequenzen je nach Leistungsklasse und Bauform im Bereich einiger hundert Ohm bis zu einigen Kiloohm [Ber 98], wobei die Impedanz mit größer werdender Leistung wegen der dann geringeren Windungszahlen der Wicklungsstränge sinkt. Aufgrund des großen Impedanzunterschiedes zwischen Kabel und Maschine liegt hier nun annähernd der Fall des offenen Kabelendes vor. Der entsprechende Spannungsreflexionsfaktor wird nach (2.12) bzw. die mögliche Überspannung nach (2.17) berechnet.

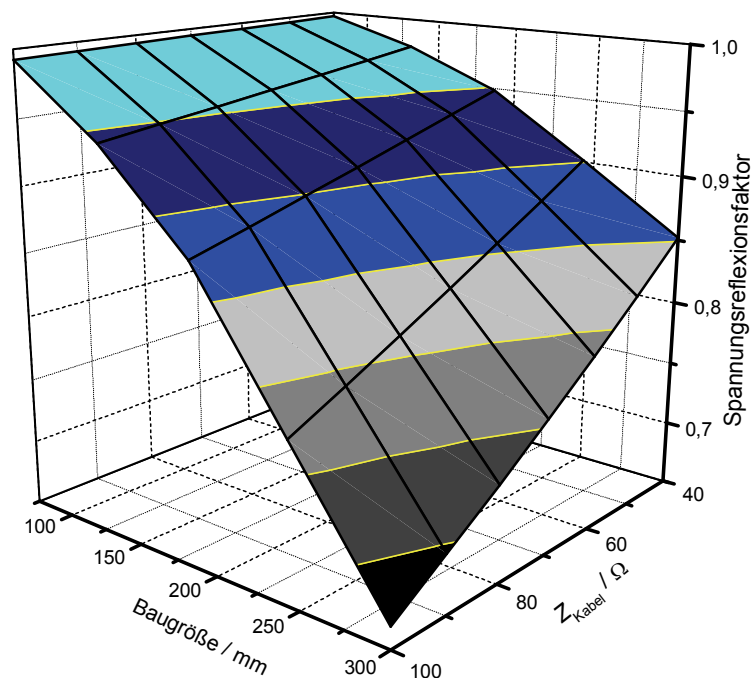


Abb. 2.14: Spannungsreflexionsfaktor abhängig von der Baugröße* der Maschine (nach [Ber 98]) und des Wellenwiderstandes des verbindenden Kabels

* Unter der Baugröße eines Motors versteht man die Achshöhe einer Maschine in mm. Mit der Baugröße steigt auch die Leistung des Motors, wobei über die Variation der Länge des Blechpakets auch unterschiedliche Leistungen innerhalb einer Baugröße möglich sind (vgl. [Norm 3], [Norm 4], [Norm 5]).

Die Darstellungsweise in Abb. 2.14 zeigt deutlich, dass der Spannungsreflexionsfaktor an der Maschine je nach Baugröße und Kabelimpedanz zwischen 65 % und knapp 100 % schwanken kann. Wie im Abschnitt 2.1.3 gezeigt wurde, ist die Gefahr von Wicklungsschäden bei Niederspannungs-Asynchronmaschinen (kleiner Leistung) aufgrund der Runddrahtwicklung mit zufälliger Anordnung der Windungen größer, verglichen mit Motoren mit Profildrahtwicklung. Das Auftreten größerer Spannungsreflexionsfaktoren bei kleinen Leistungen verstärkt die Problematik zusätzlich.

Wegen der Annahme des Umrichters als ideale Spannungsquelle liegt der Spannungsreflexionsfaktor für eine aus dem Kabel auf den Umrichter zulaufende Welle am Übergang bei $r_u = -1$, was zu einer negativen Reflexion einer zurücklaufenden Spannungswelle am Kabelanfang führt.

Als zweite notwendige Bedingung für die vollständige Ausbildung von Reflexion und Brechung von Wanderwellen darf die Anstiegszeit der treibenden Spannung höchstens doppelt so lang sein wie die Laufzeit der Welle auf dem Kabel: $t_r < 2 \cdot t_p$. Daraus folgt für die sog. „kritische Kabellänge“:

$$l_{\text{krit}} = v_p \cdot \frac{t_r}{2} \quad (2.18)$$

Für alle Kabellängen $l > l_{\text{krit}}$ erfährt die Wanderwelle die maximale Reflexion, und die Überspannung nimmt den größten Wert an. Ist die Kabellänge kleiner als die kritische Länge, hat die Welle wegen ihrer großen Anstiegszeit während der Laufzeit auf dem Kabel noch nicht ihren Maximalwert angenommen, bevor die Reflexion am Kabelende erfolgt. Abhängig von den verwendeten Halbleiterschaltern und von der Leistungsklasse des Umrichters liegen die Spannungsanstiegszeiten gewöhnlich in Bereichen zwischen 100 ns und 500 ns. Wenn man gemäß Tabelle 2.2 als Ausbreitungsgeschwindigkeit etwa die halbe Lichtgeschwindigkeit annimmt, ist die Erfüllung der Bedingung also nur von der Länge des Verbindungskabels abhängig.

Abb. 2.15 zeigt als Ergebnis einer PSpice-Simulation [Orc 09] eines Koaxialkabels das Verhältnis der Amplituden zwischen der Spannung an Kabelende und –anfang abhängig vom Verhältnis zwischen Anstiegszeit und Laufzeit. Für Verhältnisse kleiner Zwei tritt stets die maximale Amplitude auf. Für Verhältnisse größer Zwei verkleinert sich die Amplitude zu Werten nahe ihrem Ausgangswert.

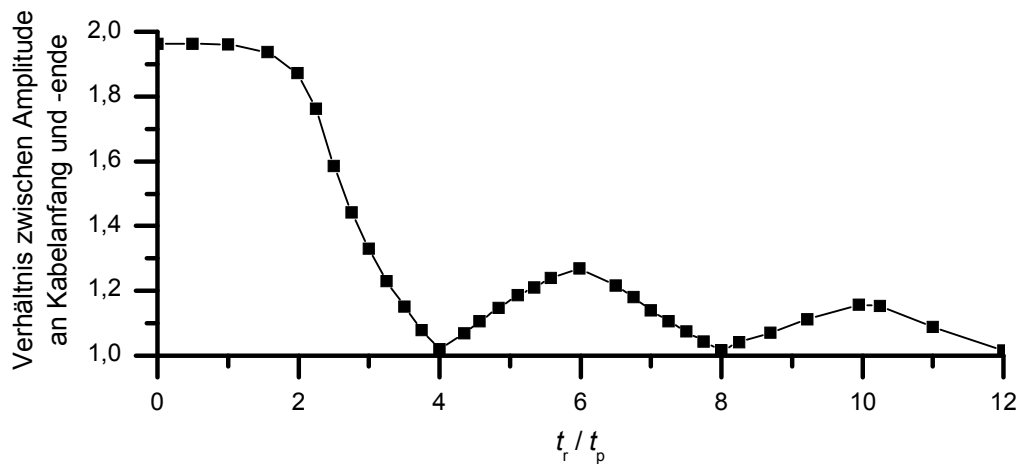


Abb. 2.15: Bezogene Spannungsamplitude am Kabelende abhängig vom Verhältnis aus Anstiegszeit t_r und Kabellaufzeit t_p ; Verlauf resultiert aus der PSpice-Simulation [Orc 09] eines Koaxialkabels

Nach Klärung der Voraussetzungen für die Ausbildung von Wanderwelleneffekten in umrichter gespeisten Antriebssystemen soll nun nachfolgend das typische Spannungsbild erläutert werden, das sehr häufig an umrichter gespeisten Maschinen gemessen wird. Der theoretische, zeitliche Verlauf der Spannung an Kabelanfang und Kabelende lässt sich sehr gut mit Hilfe des „Bewley-Diagramms“ [Bew 51] in Abb. 2.16 erklären. Die Spannungen zu den einzelnen Zeitpunkten entsprechen immer der Summe aus anliegender Spannung, einlaufender Spannungswelle und reflektierter Spannungswelle. Danach beträgt die Spannung am Umrichter während eines Rechteckblocks immer U_{ZK} . Die Spannung an der Maschine schwingt zwischen 0 V und $2 U_{ZK}$ mit einer Periode, die der vierfachen Laufzeit $4 t_p$ entspricht.

In der Praxis unterscheidet sich der theoretische vom gemessenen Spannungsverlauf (vgl. Abb. 2.17) dadurch, dass in Folge des ohmschen Widerstandes (Dämpfung) des Kabels eine gedämpfte Schwingung vorliegt und die Spannung somit nicht mehr rechteckförmig, sondern leicht verzerrt ist. Letzteres entsteht, weil die unterschiedlichen Frequenzen im Rechteckblock wegen des frequenzabhängigen Widerstandes unterschiedlich stark gedämpft werden. Außerdem liegt wegen der realen Verhältnisse die Spannung nicht völlig, sondern nur annähernd verdoppelt an der Maschine an.

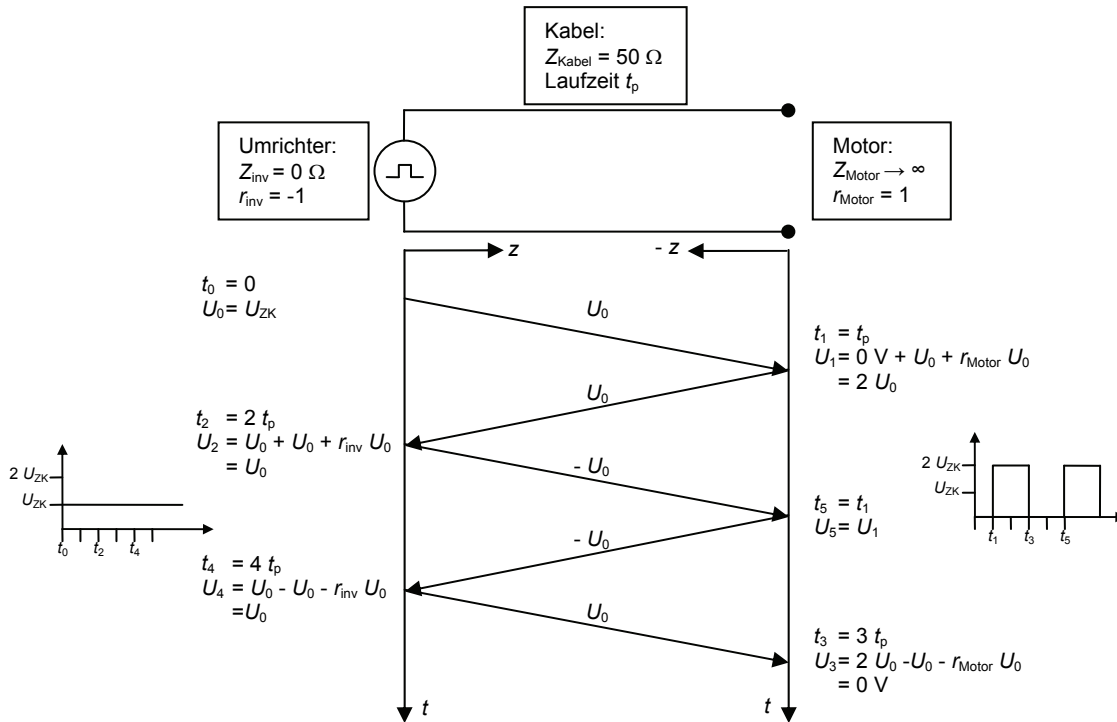


Abb. 2.16: Bewley-Diagramm des Reflexionsvorgangs und resultierende theoretische Spannungsverläufe an Umrichter und Motor

An dieser Stelle sei noch einmal auf das unterschiedliche Verhalten zwischen Leiter-Erde-Spannung und verketteter Spannung hingewiesen, die bei einem theoretisch maximalen Reflexionsfaktor von $r_U = 1$ folgende unterschiedliche Maximalwerte annehmen (vgl. Abb. 2.17):

$$u_{\text{Motor,LL}} = \pm (r_U + 1) \cdot U_{\text{ZK}} = \pm 2 U_{\text{ZK}} \quad (2.19)$$

$$u_{\text{Motor,LE}} = \pm (r_U + 0,5) \cdot U_{\text{ZK}} = \pm 1,5 U_{\text{ZK}} \quad (2.20)^*$$

Die Anstiegszeit $t_{r,\text{inv}}$ der Spannung am Umrichter wird durch die Schaltzeit der IGBT's vorgegeben und beträgt in Abb. 2.17 ca. 150 ns. Bei Kabellängen oberhalb der kritischen Kabellänge liegt eine Entkopplung der Motorimpedanz und des Umrichterausgangs durch das Kabel vor, was dazu führt, dass die Anstiegszeit am Umrichter nur noch geringfügig mit der Kabellänge ansteigt, da die Kabelkapazität durch die Umrichterimpulse aufgeladen werden muss. Die Anstiegszeit am Motor wird wegen der mit der Länge des Kabels immer stärker werdenden Verformung des Wellenkopfes mit zunehmender Kabellänge größer. Ebenso wichtig wie die Anstiegszeit ist die maximale Steilheit der Spannungsimpulse für die später noch

* Bei exakter Betrachtung müsste die Welligkeit der Zwischenkreisspannung in Folge des Eingangsgleichrichters berücksichtigt werden.

diskutierte Spannungsverteilung in den Wicklungen der Maschine. Bei Kabellängen oberhalb der kritischen Kabellänge ist maximale Steilheit der Spannungsimpulse am Motor fast doppelt so groß wie die am Umrichter, da die Anstiegszeiten sehr ähnlich sind, jedoch die Amplitude der Spannung am Motor sich fast verdoppelt hat. Je nach Umrichter, Kabel und Baugröße des Motors können hier maximale Steilheiten von

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{\max} = \frac{1000 \text{ V}}{\mu\text{s}} \dots \frac{6000 \text{ V}}{\mu\text{s}}$$

auftreten.

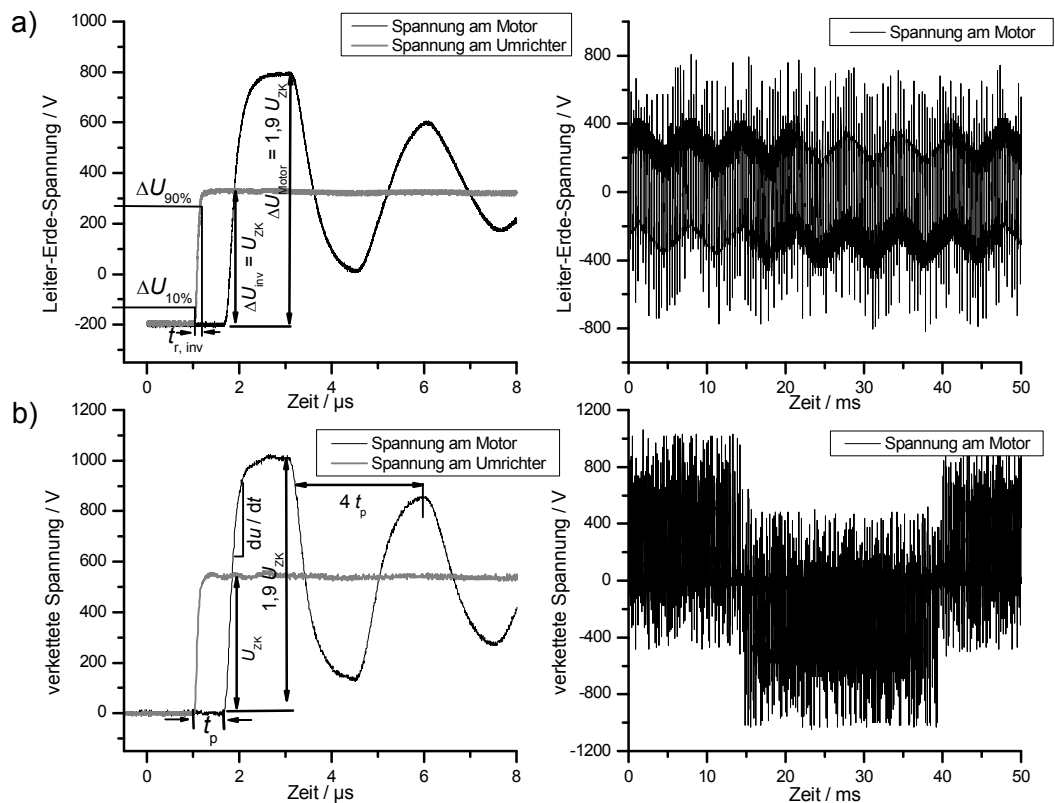


Abb. 2.17: Oszillogramme von a) Leiter-Erde-Spannung und b) verketteter Spannung am Umrichter und am Motor gemessen bei $f_p = 3 \text{ kHz}$, $U_{ZK} = 550 \text{ V}$, $l_{\text{Kabel}} = 100 \text{ m}$, vieradrig, geschirmt, 11-kW-Motor

Bei Kabellängen unterhalb der kritischen Länge hängen Anstiegszeit und maximale Spannungssteilheit stark von der Eingangskapazität des angeschlossenen Motors ab, da diese bei jeder Schalthandlung vom Umrichter auf- bzw. umgeladen werden muss, was zu deutlich größeren Anstiegszeiten und kleineren Spannungssteilheiten an Umrichter und Motor führt [Kau 94].

2.4 Ausbreitung von Wanderwellen und Spannungsverteilung in der Statorwicklung

Neben der absoluten Höhe der auftretenden Überspannung durch Reflexion der Umrichterspannungsimpulse an den Motorklemmen ist für die Lebensdauer der Windungsisolations die Längsspannungsverteilung innerhalb der Spulen von besonderer Wichtigkeit. Zum besseren Verständnis soll zunächst einmal auf die Wellenausbreitung der Umrichterspannungsimpulse innerhalb der Wicklung eingegangen werden. Rüdenberg [Rüd 62] entwickelte hierfür ein Modell, nach dem sehr anschaulich die Problematik beschrieben wird, die vorherrscht, wenn eine Wanderwelle mit sehr steilem Wellenkopf in die Wicklung einläuft. Er wies dabei nach, dass die Spannungsverteilung in einer Spule zwei grundlegend unterschiedlichen Mechanismen unterliegt. Abb. 2.18 zeigt das Ersatzschaltbild eines Wicklungselements einer Spule [Hel 57], wobei die gesamte Wicklung aus N solcher Elemente besteht (2.21).

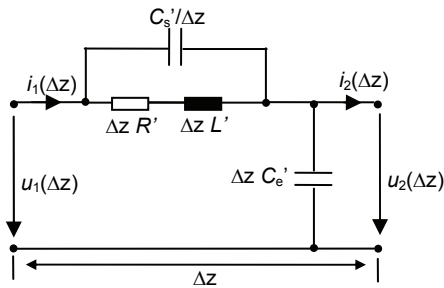


Abb. 2.18: Infinitesimal kleines Wicklungselement mit vernachlässigtem Querleitwert

$$l = \Delta z \cdot N \quad (2.21)$$

$$\Delta C_e = C_e' \cdot \Delta z \quad (2.22)$$

$$\Delta C_s = \frac{C_s'}{\Delta z} \quad (2.23)$$

Es ist offensichtlich, dass für unterschiedliche Frequenzen der anliegenden Spannung unterschiedliche Elemente maßgeblich wirksam sind. Für sehr hohe Frequenzen ist die Impedanz der Kapazitäten klein gegenüber der Impedanz der Induktivitäten und umgekehrt. Die Grenzfrequenz, die den Übergang zwischen induktivem und kapazitivem Verhalten bildet, nennt Rüdenberg „kritische Frequenz“ und leitete analytisch folgende Beziehung für sie her:

$$f_{\text{krit}} = \sqrt{\frac{\Delta C_e}{\Delta C_s}} \cdot \frac{N}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (2.24)$$

Für Frequenzen kleiner f_{krit} läuft die Spannung nach der Leitungstheorie in die Spule ein, verteilt sich gleichmäßig und wird am Ende entsprechend reflektiert.

Für Frequenzen größer f_{krit} läuft die Spannung nicht mehr als Welle in die Wicklung ein, sondern tritt zeitlich praktisch unverzögert in der gesamten Wicklung auf. Man spricht von sog. kapazitiver Sofortverteilung, da wegen der hohen Frequenz nur noch die kapazitiven Elemente die Spannungsverteilung bestimmen. Aus (2.24) wird deutlich, dass die kritische Frequenz maßgeblich durch das Verhältnis aus Windungs- und Erdkapazität beeinflusst wird. Sie liegt bei gängigen Anordnungen im Bereich von Werten, wie sie bei steilen Vorgängen auftreten, so dass eine kapazitive Sofortverteilung der Spannung über der Eingangsspule einer elektrischen Maschine auftritt. Die anliegende Spannung ist nahezu konstant in diesem Frequenzbereich und wird nur noch durch das Kapazitätsverhältnis bestimmt.

$$U(f > f_{\text{krit}}) = \hat{U} \cdot \sqrt{\frac{\Delta C_e}{\Delta C_s}} \quad (2.25)$$

Die verschiedenen Frequenzanteile werden unterschiedlich stark gedämpft, was zu einer Verzerrung des Wellenkopfes ähnlich derer führt, wie man sie auf Leitungen beobachtet. Dabei wird der Wellenkopf beim Durchlaufen der Wicklung bereits nach kurzer Strecke stark abgeflacht, was bedeutet, dass die hochfrequenten Anteile abnehmen, je weiter die Welle in die Wicklung einläuft.

Die Spannungsverteilung in der Wicklung beim Anlegen eines Spannungssprunges lässt sich analytisch mit der Gleichung in (2.26) ausdrücken:

$$u(z) = u(t) \cdot \frac{\sinh(\gamma \cdot (l - z))}{\sinh(\gamma \cdot l)} \quad u(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t \leq 0 \\ 1 & \text{für } t > 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{C'_e}{C'_s}} \quad \gamma l = N \cdot \sqrt{\frac{\Delta C_e}{\Delta C_s}} \quad (2.27)$$

Entscheidend für die Spannungsverteilung nach (2.26) sind sowohl das Kapazitätsverhältnis als auch die Windungszahl, wobei die Windungszahl das Kapazitätsverhältnis im Resultat überwiegt. So kann erklärt werden, weswegen auch für kleine Verhältnisse von Erd- zu Windungskapazität die Spannungsverteilung stark nichtlinear ist. Eine lineare Spannungsverteilung liegt nur vor, wenn die Erdkapazitäten vernachlässigt werden können und so γl gegen Null geht, was aber in der Regel nicht der Fall ist. Abb. 2.19 zeigt die Spannungsverteilung in der Wicklung abhängig von der

Ortsvariablen z für verschiedene γl nach Anlegen eines Spannungssprungs. So würden z. B. für $\gamma l = 10$ in Abb. 2.19 über 60 % der Gesamtspannung kurzzeitig an der 1. Spule anliegen, wenn die Wicklung aus 10 Spulen besteht.

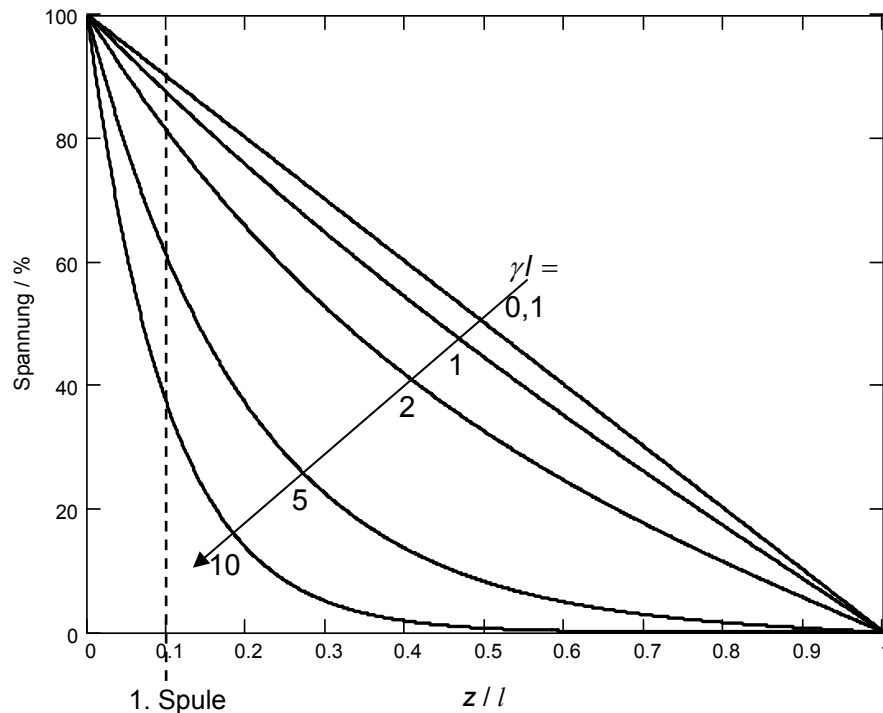


Abb. 2.19: Gerechnete Aufteilung der Spannung auf die gesamte Wicklung für verschiedene Verhältnisse von Erd- zu Windungskapazität

Die Spannungsverteilung hat allerdings nicht nur eine örtliche, sondern auch eine zeitliche Abhängigkeit. Durch einen von den Windungsinduktivitäten, -kapazitäten und -widerständen hervorgerufenen Einschwingvorgang ist die Spannungsverteilung nur im ersten Moment nach Anlegen eines Spannungssprungs extrem nichtlinear und wird mit $t \rightarrow \infty$ zunehmend linear.

Insgesamt lässt sich die ungünstige nichtlineare Spannungsverteilung entweder durch ein kleines Verhältnis aus Erd- zu Windungskapazität beeinflussen oder durch eine langsamer ansteigende Spannung, die möglichst wenige Frequenzanteile enthält, die im Bereich oberhalb der kritischen Frequenz liegen.

2.5 Zulässige Überspannungen an den Wicklungen

Nach den einleitenden Betrachtungen, warum die Isolation umrichter gespeister Antriebe stärker beansprucht wird als bei Speisung mit Sinusspannung, sollen im Folgenden die zulässigen Grenzwerte der Spannungsbeanspruchung zusammengefasst werden, auf deren Grundlage die Anforderungen an den Überspannungsschutz diskutiert werden.

Aufgrund der meist nicht genügend kurzen Leitung zwischen Umrichter und Maschine liegt die in der Amplitude verdoppelte Zwischenkreisspannung mit der hohen Pulsfrequenz an den Klemmen der Maschine an. Arbeitet die Maschine im Bremsbetrieb oder wird durch eine sehr schnelle Rampe die Drehzahl in kurzer Zeit stark reduziert, steigt die Zwischenkreisspannung durch Aufladung des Zwischenkreiskondensators um ca. 20 % an, was zu noch höheren Überspannungen an der Maschine führt [Ro 07]. Oberhalb von $1,2 U_{ZK}$ wird die Zwischenkreisspannung im Pulsbetrieb durch einen Bremswiderstand gesenkt. Ebenso liegt eine erhöhte Zwischenkreisspannung an, wenn generatorisch ins Netz zurückgespeist wird. Ferner ist durch Schalten im noch nicht ausgeschwungenen Zustand eines Wanderwellenvorgangs eine Erhöhung der Amplitude auf den dreifachen Wert der Zwischenkreisspannung möglich. Derartige Werte treten ebenfalls auf, wenn ein unerwünschter, zeitlich unverzögerter Polaritätswechsel der Zwischenkreisspannung auftritt [Ker 97].

Das zentrale Problem liegt nun in der Klärung der Frage, welche Werte für Überspannungen für Drahtlackisolierungen von Maschinenwicklungen noch akzeptabel sind bzw. welche neuen Grenzwerte für umrichter gespeiste Maschinen definiert werden müssen, um eine lange Lebensdauer zu garantieren.

In [Kau 94] wurde entgegen vorheriger Annahmen nachgewiesen, dass die Lebensdauer der Wicklungsisolierung nicht mehr von der Betriebsdauer, sondern vielmehr von der Anzahl der auftretenden Überspannungen abhängig ist. Danach unterteilte er das Diagramm in Abb. 2.20 in drei Bereiche: In Bereich 1 ist die Spannung viel höher als die TE-(Teilentladungs-)Einsetzspannung der Isolieranordnung. Jeder Spannungsimpuls führt zu einer Teilentladung, und das Lebensdauerende der Isolierung ist nach kurzer Zeit erreicht. In Bereich 2 erhöht sich die Anzahl der zum Durchschlag führenden Spannungsimpulse beträchtlich, weil nicht jeder der Spannungsimpulse zu TE führt. In Bereich 3 ist die Spannung so niedrig,

dass die Wahrscheinlichkeit des Auftretens von TE gleich Null ist, so dass eine praktisch unbegrenzte elektrische Lebensdauer der Wicklung garantiert werden kann.

Über die Pulsfrequenz des Umrichters und die maximal anliegende Spannung, die die Isolation belastet, lässt sich nun mit Hilfe von Abb. 2.20 die Lebensdauer der Isolation berechnen.

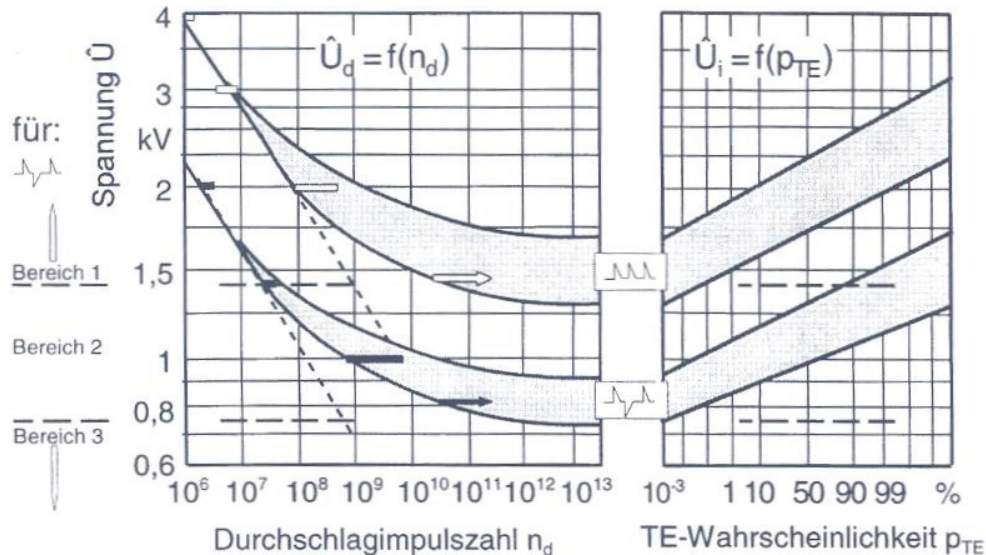


Abb. 2.20: Durchschlagimpulszahl (Anzahl der Spannungsimpulse bis zum Durchschlag) bzw. TE-Wahrscheinlichkeit abhängig von angelegter Impulsspannung, nach [Kau 94]

Basierend auf diesen Erkenntnissen wurden damals neue zulässige Grenzwerte für die Drahtlackisolation nach der Kurve in Abb. 2.21 aufgestellt. Sie werden im Bereich für Anstiegszeiten $t_r < 200$ ns durch die Windungsisolierung bestimmt, weil für solche schnellen Impulse die Spannungsverteilung besonders ungünstig ist und diese daher besonders stark beansprucht wird. Für Anstiegszeiten $t_r > 200$ ns wird die Querisolierung stärker beansprucht, und somit bestimmt sie den Grenzwert für das Gesamtsystem. Auffällig ist, dass für sehr kurze Anstiegszeiten die Grenzspannung deutlich unter 1200 V liegen kann, so dass aufgrund der von einem Umrichter, gespeist aus dem 400 V Netz, hervorgerufen Überspannungen an den Maschinenwicklungen auf jeden Fall Handlungsbedarf bei der Reduzierung von Überspannungen an der Maschine besteht.

Im Entwurf für [Norm 1], die Empfehlungen zur Dimensionierung von Maschinen für den Einsatz am Frequenzumrichter gibt, wird als Grenzwert für Anstiegszeiten $t_r > 500$ ns eine maximale Leiter-Erde-Spannung von 1560 V angegeben, wenn die Netzspannung 500 V Wechselspannung (verkettet, effektiv) nicht überschreitet.

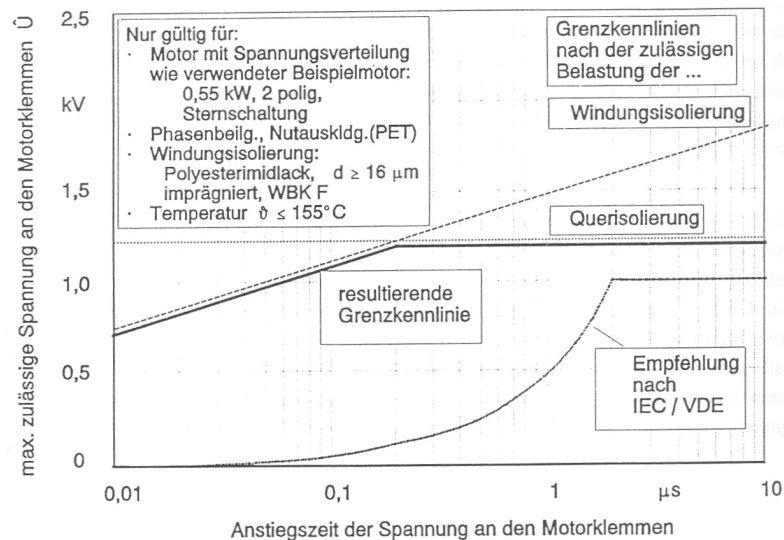


Abb. 2.21: Grenzwerte für die zulässige Spannung an den Motorklemmen abhängig von der Anstiegszeit der Spannung an den Motorklemmen, nach [Kau 94]

2.6 Mögliche Lösungen zur Vermeidung oder Begrenzung von Überspannungen in umrichter gespeisten Antriebssystemen

Die bis hierhin beschriebenen Überspannungsphänomene und deren Ursachen sind seit langer Zeit bekannt, und entsprechend wurden diverse Maßnahmen entwickelt, um die Zuverlässigkeit von Maschinen für den Betrieb am Frequenzumrichter zu garantieren. Am nächsten liegt, die Isolation der Maschine für die auftretenden Überspannungen zu dimensionieren und so „umrichterfest“ zu machen. Genau dieser Ansatz wird bei Maschinen verfolgt, die nach [Norm 1] für den Einsatz am Frequenzumrichter geeignet sind. Allerdings bedeutet ein aufwändigeres Isolationssystem auch höhere Kosten. Vor allem wird der Antrieb bei gleicher Leistung größer, weil die Nuten genügend Platz für zusätzliche Isolation bieten müssen, oder bei gleicher Größe entwickelt der Antrieb weniger Leistung. Außerdem bietet sich diese Lösung nur bei neu zu installierenden Maschinen an. Da aber noch eine Vielzahl älterer Maschinen in Betrieb sind, die man nicht unbedingt austauschen möchte, wurden andere, externe Lösungen entwickelt.

2.6.1 Anpassung des Leitungsabschlusses

Die auftretenden Überspannungen werden durch Wanderwelleneffekte aufgrund der stark unterschiedlichen Kabel- und Maschineneingangsimpedanz hervorgerufen; die Maschinenimpedanz schließt das Kabel also nicht annähernd mit seinem Wellenwiderstand ab, sondern stellt eher ein offenes Ende dar, an dem fast die volle Spannungsreflexion auftritt. Wenn die Leitung jetzt mit ihrem Wellenwiderstand angepasst wird, verschwindet die Reflexion, was jedoch einen großen

Leistungsumsatz im Abschlusswiderstand zur Folge hat. So hat z. B. Wellenanpassung einer Leitung mit einem Wellenwiderstand von 50Ω bei einer Zwischenkreisspannung von 600 V einen Leistungsumsatz von 7200 W zur Folge (2.28). Bei Fehlanpassung sinkt nach der Kurve in Abb. 2.22 die Leistung im Abschlusswiderstand, allerdings ändert sich wegen des Spannungsreflexionsfaktors $r_u \neq 0$ auch die Spannung an der Maschine zu möglicherweise unakzeptablen Werten.

$$P(Z_2 = 50 \Omega, U_{ZK} = 600 \text{ V}) = \frac{U_1^2}{Z_2} \cdot (1 + r_u)^2 = 7200 \text{ W} \quad (2.28)$$

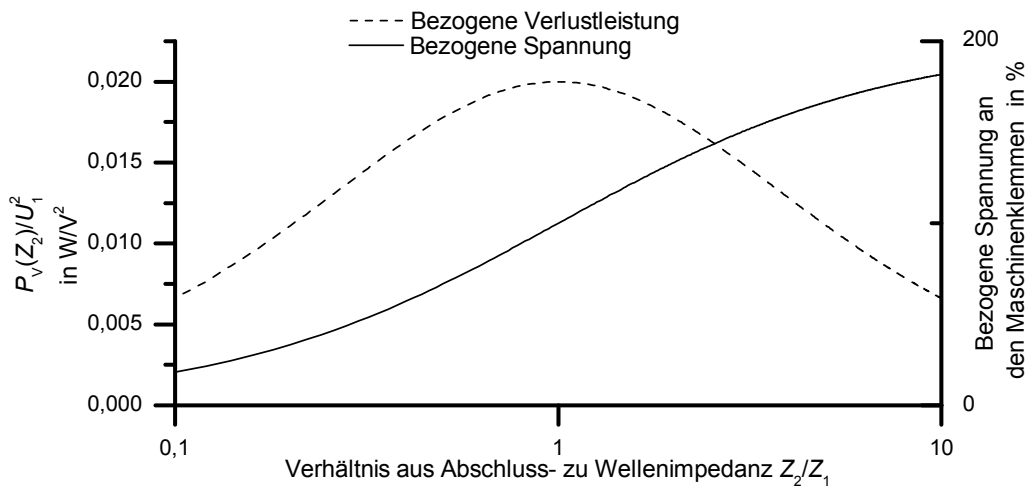


Abb. 2.22: Auf die quadrierte Zwischenkreisspannung bezogene Verlustleistung im Abschlusswiderstand Z_2 abhängig von Verhältnis des Leitungsabschlusses

Für einen Abschlusswiderstand mit kleinerem Wert als dem Wellenwiderstand des Kabels verkleinert sich zwar die im Widerstand umgesetzte Leistung, allerdings nimmt durch den negativen Spannungsreflexionsfaktor auch die Spannung an der Maschine zunächst kleinere Werte als die Zwischenkreisspannung an und nähert sich erst nach einem Einschwingvorgang der Zwischenkreisspannung von unten an, so dass sich auch die maximale Wellenleistung verkleinert. Um die Verlustleistung in den Widerständen zu senken, bietet sich die Möglichkeit, in Serie zum Widerstand einen Kondensator zu schalten, der im Moment des Spannungsanstieges einen Kurzschluss darstellt und den Zweig sperrt, nachdem die Spannung auf das Niveau der Zwischenkreisspannung eingeschwungen ist [Klo 95]. Zweckmäßigerweise ist die Zeitkonstante $\tau = RC$ viel länger zu wählen als die Anstiegszeit, damit der Stromfluss durch den Widerstand möglichst lange aufrecht erhalten wird. Die im Widerstand umgesetzte Leistung errechnet sich dann zu

$$P_{Z_2} = U_{ZK}^2 \cdot C \cdot f_p \quad (2.29)$$

2.6.2 Einsatz von Ausgangsdrosseln

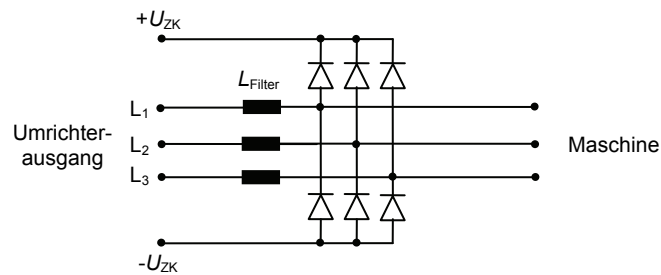
Um bei langen Leitungen die hohen kapazitiven Ladeströme in Folge der hohen Leitungskapazität und der sehr schnellen Spannungsänderungen zu reduzieren, werden am Umrichterausgang z. T. Ausgangsdrosseln eingesetzt. Sie werden allerdings in den Strompfad der Maschine geschaltet und sind daher für den Bemessungsstrom der Maschine zu dimensionieren, was gerade bei großen Strömen zu hohem Materialaufwand führt. Die verlängerte Anstiegszeit führt sowohl zu einer verbesserten Spannungsverteilung in der Maschine als auch zu einem möglicherweise kleineren Spannungsreflexionsfaktor an den Maschinenklemmen. Jedoch wirkt die für die hohen Pulsfrequenzen hohe Impedanz der Induktivität für die Spannungswelle wie ein offenes Ende, so dass die Spannung sowohl an der umrichternahen Drossel als auch an der Maschine eine positive Reflektion erfährt. Insgesamt führt der Einsatz von Ausgangsdrosseln dazu, dass ein Umrichter wegen der verkleinerten kapazitiven Ladeströme nicht überdimensioniert werden muss – auf die entstehenden Überspannungen an der Maschine haben sie jedoch wenig Einfluss [Bin 96].

2.6.3 Einsatz von Umrichterausgangsfiltern

Umrichterausgangsfiler stellen heutzutage die gängigste Methode dar, um Parasitäreffekte in umrichtergespeisten Antrieben zu unterdrücken. Verwendet werden sog. du/dt -Filter, die, wie ihr Name schon sagt, die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit in der Art verkleinern, dass es zu einer geringeren Reflexion am Kabelende kommt (vgl. Abb. 2.15). Um nicht nur die Überspannungen am Kabelende zu reduzieren, sondern um auch noch eine nahezu sinusförmige Spannung zu erzeugen, werden sog. Sinusfilter verwendet. [Thi 95]

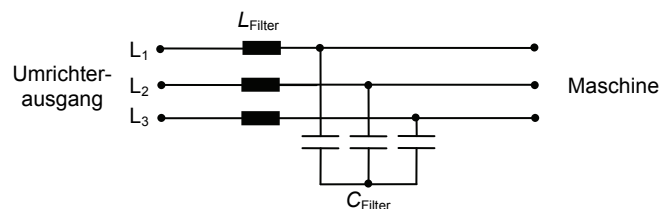
du/dt -Filter

Erweitert man die Ausgangsdrosseln aus Kap. 2.6.2 um einen Gleichrichter, der das Kabel mit dem Zwischenkreis verbindet, erhält man die Schaltung nach Abb. 2.23. Darin wird die Anstiegszeit der Spannungsimpulse durch die Drosseln verlängert; durch den Einsatz der Dioden findet aber keine Reflexion mehr an den Drosseln statt, sondern die Spannung wird direkt in den Zwischenkreis zurückgespeist. Sehr vorteilhaft bei dieser Variante ist die vergleichsweise kleine Induktivität, an der bei den vorhandenen Motorstromfrequenzen sehr wenig Spannung fällt und so fast 100 % der Spannung an den Maschinenklemmen anliegt.

Abb. 2.23: du/dt -Filter realisiert mit Ausgangsdrosseln und Dioden

Durch die Verwendung von LC -Schwingkreisen lässt sich ebenfalls die Anstiegszeit verlängern [Ren 98], [Jou 97]. Dabei muss die Eckfrequenz f_r dieser Tiefpassfilter erstens deutlich oberhalb der Pulsfrequenz des Umrichters liegen, um zu vermeiden, dass das Filter durch die anliegende Spannung in Resonanz angeregt wird. Zweitens muss die Eckfrequenz unterhalb Frequenz der Wanderwellenschwingung liegen, um sie zu unterdrücken. Da jedoch bei großen Leitungslängen die Wanderwellenfrequenz nahe an den Bereich der Eckfrequenz herankommt, verkleinert sich die Filterwirkung entsprechend (2.30).

$$f_p < f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{\text{Filter}} \cdot C_{\text{Filter}}}} < f_{\text{WW}} \quad (2.30)$$

Abb. 2.24: Prinzipielle Schaltung von du/dt -Filtern nach dem LC -Schwingkreisprinzip und von Sinusfiltern

Vorteilhaft ist bei dieser Filterausführung ebenfalls der wegen der kleinen Induktivität geringe Längsspannungsfall, wobei auch hier die Induktivität wieder im Strompfad der Maschine liegt.

Sinusfilter:

Wird die Eckfrequenz des Filters in Abb. 2.24 auf einen Wert zwischen der Umrichter-Grundschwingungsfrequenz f_s und der fünften Harmonischen der Umrichter-Grundschwingungsfrequenz gelegt, wird auch die Spannungsform durch das Filter beeinflusst. Ziel ist es hierbei, eine möglichst sinusförmige Spannung zu erhalten, die

neben den dann nicht mehr vorhandenen Reflexionen auch noch nahezu oberwellenfrei ist, was sich günstig im Sinne der elektromagnetischen Beeinflussungen und darüber hinaus sich noch positiv auf die Motorlaufruhe auswirkt. Es gilt also:

$$f_s < f_r < 5f_s \quad (2.31)$$

$$f_s = n_{\text{Motor}} \cdot p \quad (2.32)$$

Um diese Bedingung zu erfüllen, werden jedoch bei kleinen Kapazitätswerten recht große Werte für die Induktivitäten benötigt, was demzufolge einen hohen Längsspannungsfall zur Folge hätte. Daher werden i. A. große (kostenintensive) Kapazitätswerte benötigt, und die Filterinduktivität klein zu halten. Der Leiterquerschnitt der Spulen muss auch hier an die entsprechenden Motorströme angepasst werden. Sinusfilter bieten also vor allem bei Antriebssystemen mit kleinen Leistungen eine technisch sehr gute Möglichkeit zur Unterdrückung der erhöhten Spannungsbelastung der Windungsisolation in umrichter gespeisten Antrieben, stoßen aber bei großen Leistungen schnell an die Grenzen des wirtschaftlich sinnvoll Machbaren.

3 Konventioneller Einsatz von Metalloxidvaristoren als Überspannungsableiter

Die Vermeidung oder Begrenzung von Überspannungen ist in fast allen Gebieten der Elektrotechnik erforderlich, um Betriebsmittel zuverlässig, störungsfrei und mit größtmöglicher Lebensdauer betreiben zu können. Dabei werden verschiedene Ansätze verfolgt: Am einfachsten ist es, Überspannungen gar nicht erst entstehen zu lassen, sondern sie von Anfang an zu vermeiden, was aber nur in den wenigsten Fällen möglich ist. Außerdem kann man die Betriebsmittel den auftretenden Überspannungen anpassen und so deren Zuverlässigkeit gewährleisten. In vielen Fällen wird ein Mittelweg gewählt, nach dem die Betriebsmittel bis zu einer gewissen Schwelle be- und überlastet werden können; zweitens wird aber sichergestellt, dass auch niemals höhere Belastungen zu erwarten sind, was wiederum entsprechenden Überspannungsschutz erfordert. Überspannungsschutz kann z. B. durch Funkenstrecken oder Dioden realisiert werden [Schi 02], [Schwa 07]. In den letzten Jahrzehnten hat sich auf allen Spannungsebenen besonders ein Bauelement durchgesetzt – der Metalloxidvaristor (MO-Varistor). Die Verwendung eines keramischen, halbleitenden Materials mit spannungsabhängiger Leitfähigkeit garantiert neben einem hohen Energieaufnahmevermögen vor allem einfache technische Umsetzung und sehr lange Lebensdauern [Hin 01], [ABB 08].

3.1 Spannungs-Strom-Charakteristik und Wirkungsweise

MO-Varistoren besitzen eine stark nichtlineare Spannungs-Strom-Charakteristik (U - I -Kennlinie, Abb. 3.1). Das Wirkprinzip ähnelt dem einer Diode: Unterhalb einer bestimmten Spannung fließt ein sehr geringer Leckstrom und oberhalb einer Durchbruchspannung geht der differentielle elektrische Widerstand fast unabhängig von der anliegenden Spannung gegen Null. Durch den stark nichtlinearen Zusammenhang variiert der elektrische Widerstand abhängig von Spannung und Strom zwischen einigen Megaohm bis hin zu Werten von wenigen Milliohm. Der Grad der Nichtlinearität wird durch den sog. Nichtlinearitätskoeffizienten α ausgedrückt:

$$\alpha = \frac{\log \Delta I}{\log \Delta U} \quad \text{mit} \quad \Delta I = \frac{I_2}{I_1}, \quad \Delta U = \frac{U_2}{U_1} \quad (\text{vgl. Abb. 3.1}) \quad (3.1)$$

Als mathematischer Ausdruck für die gesamte Kennlinie ergibt sich dann:

$$I = k \cdot U^\alpha \quad (3.2)$$

k ist dabei ein konstanter Faktor, der je nach Material unterschiedliche Werte annimmt.

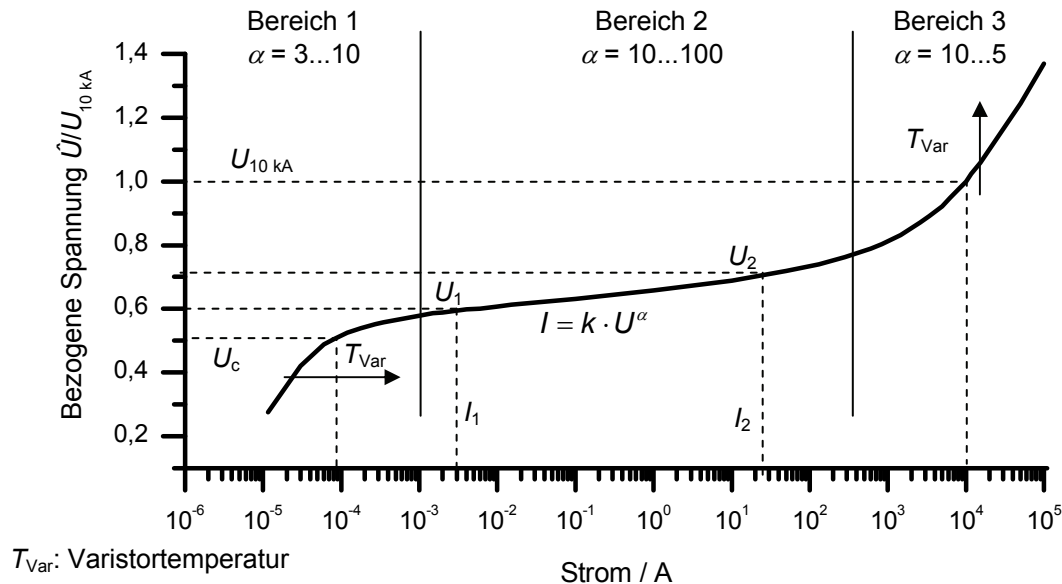


Abb. 3.1: U - I -Kennlinie eines Varistors

Die U - I -Kennlinie wird in drei Bereiche unterteilt: Im Bereich 1, dem Vordurchbruchbereich oder Leckstrombereich, wird Gleich- oder Wechselspannung an den Varistor angelegt, und es fließen vergleichsweise geringe Ströme, wodurch wenig Verlustleistung umgesetzt wird. Die Dauerspannung U_c liegt gewöhnlich im Bereich geringer Nichtlinearität, so dass geringe Spannungs- und Temperaturschwankungen, wie sie öfter im Betrieb vorkommen, keinen großen Verlustleistungsanstieg zur Folge haben. Bereich 3 ist der Schutzbereich des Varistors, in dem der Varistor bei hohen eingepprägten Strömen auf die Spannung entsprechend seiner Kennlinie begrenzt. Als charakteristischer Schutzpegel wird meist die Spannung angegeben, die sich einstellt, wenn ein Stoßstrom der Form $8/20\text{ }\mu\text{s}$ und der Amplitude $I = 10000\text{ A}$ durch den Varistor fließt. Man spricht hier von der sog. 10-kA-Restspannung, und dementsprechend wird der gesamte Bereich 3 auch Hochstrom- oder Restspannungsbereich genannt. Bereich 2 ist der Durchbruchbereich, der für den konventionellen Einsatz von Varistoren nahezu keine praktische Bedeutung hat. Stoßströme haben in der Regel eine zu hohe Amplitude, als dass der Durchbruchbereich für sie von Bedeutung wäre, und bei Wechsel- oder Gleichspannungen könnten die Ströme nur schwer aufgebracht werden, um den Varistor im Durchbruchbereich zu betreiben; außerdem hätte ein längerer Betrieb im Durchbruchbereich die baldige Zerstörung des Varistors zur Folge, da er nach kurzer

Zeit thermisch und elektrisch überlastet würde. Allerdings besitzt der Bereich eine technische Bedeutung, da die Hersteller versuchen, hier eine möglichst große Nichtlinearität zu erreichen, damit das Verhältnis zwischen Schutzpegel und Dauerbetriebsspannung möglichst gering ist.

Die U - I -Kennlinie eines MO-Varistors ist stark temperaturabhängig, und zwar weist der Leckstrom bzw. die Verlustleistung einen positiven Temperaturkoeffizienten auf. Dies kann zur Instabilität führen, da im Dauerbetrieb die Verlustleistung steigt und der Verlustleistungsanstieg wiederum eine höhere Temperatur zur Folge hat. Bei Temperaturerhöhung im Bereich 1 verschiebt sich die Kennlinie nach rechts, so dass bei gleicher anliegender Spannung ein höherer Strom durch den Varistor fließt. Im Hochstrombereich verschiebt sich bei höherer Temperatur die Kennlinie nach oben. Folglich fällt mehr Spannung am Varistor bei gleichem eingepprägtem Strom und der Schutzpegel erhöht sich; dieser Effekt ist allerdings nur sehr schwach ausgeprägt, so dass man im Hochstrombereich allgemein von temperaturunabhängigem Betriebsverhalten ausgeht. Allerdings spielt die Temperaturabhängigkeit im Leckstrombereich eine große Rolle bei Fragen des thermisch stabilen Betriebs im Netz.

Das einfachste elektrische Ersatzschaltbild (Abb. 3.2) eines Varistors besteht aus einem spannungsabhängigen Widerstand $R(U)$ parallel zu einer Kapazität C_{var} . Der Strom durch den Varistor I_{ges} setzt sich demnach aus einer resistiven Komponente I_{res} und aus einer kapazitiven Komponente I_{kap} zusammen.

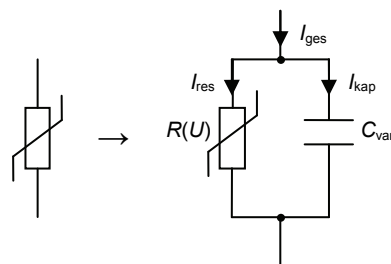


Abb. 3.2: Schaltungssymbol und vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Varistors zur Bestimmung der resistiven Komponente im Leckstrombereich

In der U - I -Kennlinie wird allerdings nur die resistive Komponente dargestellt. Definitionsgemäß entspricht die resistive Komponente bei Wechselspannung dem Augenblickswert des Gesamtstroms im Spannungsmaximum. Die Kapazität liegt je nach Höhe und Durchmesser im Bereich einiger Nanofarad bei Ableitern für sehr kleine Spannungen bis hin zu wenigen Picofarad bei Hochspannungsableitern und resultiert

aus einer hohen relativen Permittivität von $\epsilon_r = 300 \dots 1000$ je nach Typ. Im Hochstrombereich spielt die kapazitive Stromkomponente keine Rolle mehr, da sie viel kleiner als die resistive Komponente ist. Allerdings ist bei Ableitern für hohe Spannungen im Hochstrombereich die Eigeninduktivität nicht mehr vernachlässigbar, da sie bei sehr steilen Vorgängen einen mitunter nicht geringen Spannungsfall am Ableiter zur Folge hat, der bei der Bestimmung des Schutzpegels berücksichtigt werden muss [Norm 2].

In Abb. 3.3 ist der Gesamtstrom durch einen Varistor für verschiedene anliegende Spannungen im Leckstrombereich oszillografiert. Der resistive Anteil im Strom vergrößert sich stark mit leicht steigender Spannung, wobei der kapazitive Anteil nahezu unverändert bleibt, da er nur linear mit der Spannung steigt. Außerdem ist zu erkennen, dass der Strom nicht zwangsläufig in beiden Spannungshalbwellen gleich groß sein muss, was ein Hinweis auf Alterungseffekte durch Hochstrom ist. Für die U - I -Kennlinie ist stets der höhere Wert von beiden Strommaxima zu nehmen.

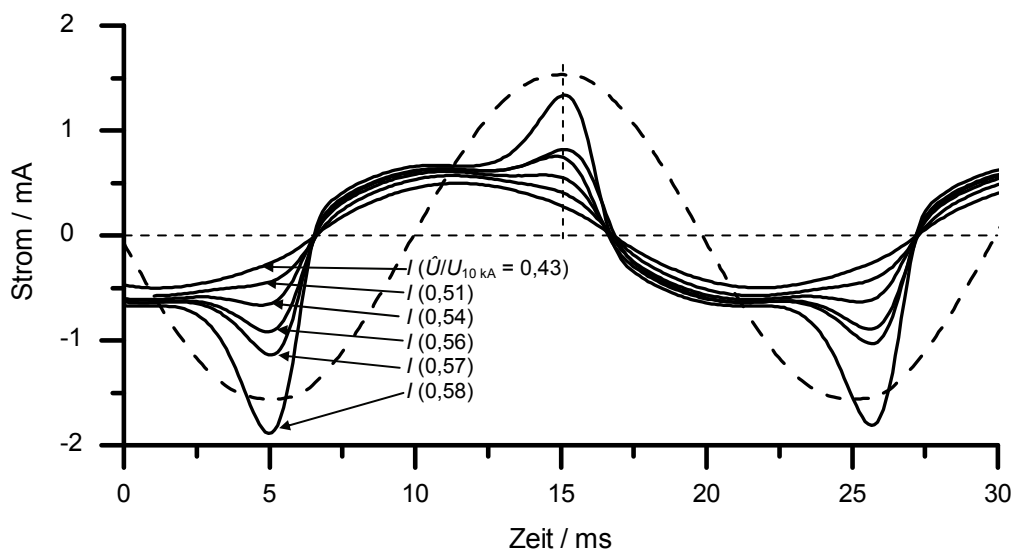


Abb. 3.3: Gesamtstrom durch einen MO-Varistor bei verschiedenen hohen 50-Hz-Wechselspannungen im Bereich $\hat{U}/U_{10\text{ kA}} = 0,43 \dots 0,58$ mit angedeuteter Phasenlage der Spannung

3.2 Dimensionierung und Beanspruchung

Bei konventioneller Dimensionierung von Überspannungsableitern spielen sowohl die thermische Stabilität im Dauerbetrieb als auch ein möglichst geringer Schutzpegel eine zentrale Rolle. Überspannungsereignisse treten im konventionellen Betrieb nur sehr selten auf[†]. Aus der Erwärmung resultiert in einem solchen Fall durch den Energieeintrag ein erhöhter Leckstrom, durch welchen sich die Verlustleistung ebenfalls erhöht (positiver Temperaturkoeffizient). Um thermisch stabilen Betrieb nach dem Auftreten von Überspannungsereignissen zu gewährleisten, müssen Hersteller für jeden Varistortyp das für die Dimensionierung maßgebliche Verhältnis aus Restspannung bei Nennableitstoßstrom $U(I_n)$ und Effektivwert der Dauerspannung ermitteln. Es liegt bei einem Wert in der Größenordnung von drei. Die Betriebsspannung des Ableiters darf seine Dauerspannung nie für längere Zeit überschreiten!

$$\frac{U(I_n)}{U_c} \approx 2,8 \dots 3,5 \quad (3.3)$$

$U(I_n)$: Scheitelwert der Restspannung bei Nennableitstoßstrom

U_c : Effektivwert der Varistordauerspannung

Bei der Auslegung eines Überspannungsableiters für konventionelle Anwendung wird also wie folgt vorgegangen:

- 1) Es wird die erforderliche Dauerspannung U_c des Ableiters festgelegt, die 5 % über der dauerhaft auftretenden Leiter-Erde-Spannung des Netzes liegt.

$$U_c = \frac{U_s}{\sqrt{3}} \cdot 1,05 \quad (3.4)$$

U_s : Systemspannung (Effektivwert der verketteten Spannung)

- 2) Im nächsten Schritt wird nun die Bemessungsspannung U_r abhängig von der Höhe der zeitweilig auftretenden Überspannungen (TOV) festgelegt. Im Regelfall ergibt sich die Bemessungsspannung U_r aus der Dauerspannung des Ableiters über einen hersteller- und typenunabhängigen Faktor von 1,25 zu:

$$U_r = 1,25 \cdot U_c \quad (3.5)$$

[†] Je nach Einbauort des Ableiters variiert die Anzahl der Überspannungsereignisse zwischen keinem und Einhundert pro Jahr.

- 3) Nun wird abhängig von einer zu erwartenden, repräsentativen Blitzstrombeanspruchung in dem betrachteten Netz der Nenn-Ableitstoßstrom I_n ausgewählt, der je nach Höhe der Bemessungsspannung die Werte 2500 A, 5000 A, 10000 A oder 20000 A annehmen kann. Es handelt sich um einen Blitzstoßstrom der Form 8/20 μ s.
- 4) Außerdem werden in [Norm 2] sogenannte Leitungsentladungsklassen definiert, die das eigentliche Unterscheidungsmerkmal von Hochspannungsableitern darstellen und indirekt ein Maß für das thermische Energieaufnahmevermögen sind. Es werden die Leitungsentladungsklassen 1 bis 5 mit ansteigenden Anforderungen unterschieden, wobei sich die Wahl der Leitungsentladungsklasse für den jeweiligen Ableiter an der Systemspannung U_s orientiert.
- 5) Mit Kenntnis des Nennableitstoßstromes I_n und der Leitungsentladungsklasse des Ableiters lassen sich abschließend der Blitzschutzpegel U_{pl} und der Schaltstoßschutzpegel U_{ps} bestimmen:
$$U_{pl} = U(I_n) \quad \text{z. B. } U(I_{10kA})$$

 U_{ps} hängt von der Leitungsentladungsklasse ab und wird in [Norm 2] mit Werten zwischen 500 A und 2000 A angegeben. Schaltstoßströme haben im Gegensatz zu Blitzstoßströmen eine Stirnzeit von 30 μ s.

Das Verhältnis in (3.3) so zu definieren, dass ein Ableiter im Dauerbetrieb stabil arbeitet. Der thermisch stabile Betrieb von Ableitern wird in einer Arbeitsprüfung nach [Norm 2] nachgewiesen, worauf noch an späterer Stelle in dieser Arbeit eingegangen wird.

Durch die Bedingung in (3.3) wird über die Dauerspannung der niedrigste Schutzpegel bestimmt, der mit dem jeweiligen Varistor realisiert werden kann. Wird für eine gegebene Dauerspannung und einen eingepprägten Strom nun aber doch ein geringerer Schutzpegel gefordert als nach (3.3) möglich ist, muss die Stoßstromdichte durch den Varistor reduziert werden, was durch Verwendung von Varistoren mit größerem Durchmesser (für geringere Stromdichten) bei gleicher Höhe erzielt wird. Die bei reduzierter Stromdichte verkleinerte Feldstärke (vgl. Abb. 3.4) führt dazu, dass bei gleichem eingepprägtem Strom die Spannung am Varistor geringer wird und so der Schutzpegel kleiner wird.

Die E - J -Kennlinie in Abb. 3.4 ist demnach für MO-Varistoren aus gleichem Material stets identisch – die U - I -Kennlinie in Abb. 3.1 ist jedoch bei gleichem Material für unterschiedliche Abmessungen nicht gleich, so dass die geometrischen Dimensionen eines MO-Varistors sehr eng mit der elektrischen Dimensionierung verknüpft sind.

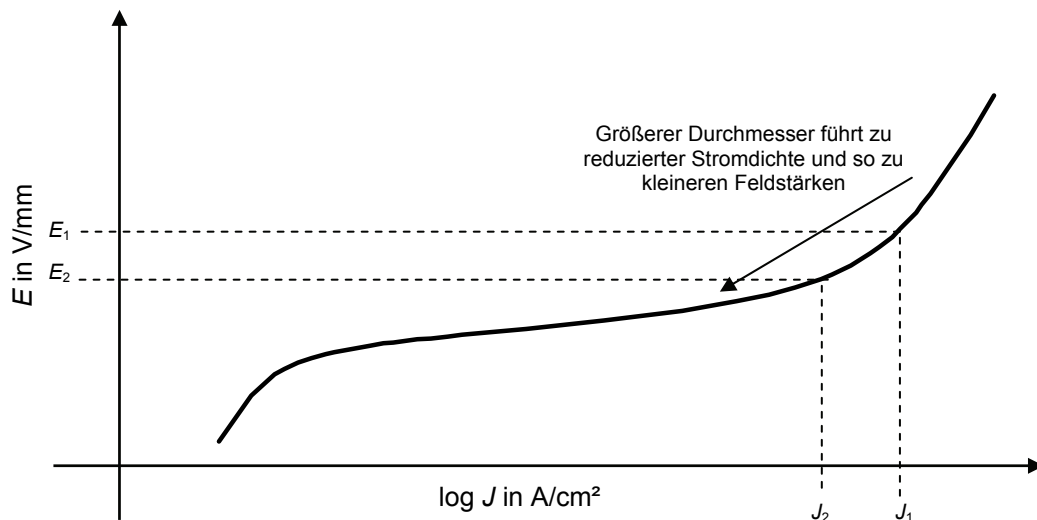


Abb. 3.4: Feldstärke-Stromdichte-Kennlinie eines MO-Varistors zur Veranschaulichung der Reduzierung des Schutzpegels durch Verringerung der Stromdichte

3.3 Aufbau und Zusammensetzung der Keramik

An dieser Stelle ist eine kurze Betrachtung des Aufbaus sowie des Leitungsmechanismus von Metalloxidvaristoren notwendig, um die später diskutierten Alterungseffekte besser verstehen zu können.

MO-Varistoren bestehen zu ca. 97 mol% aus Zinkoxid. Die restlichen 3 mol% werden auf verschiedene Dotierstoffe aufgeteilt, die sowohl materialtechnisch als auch elektrisch von großer Bedeutung sind. Während des Herstellungsprozesses von Varistoren wird das vorher verpresste Metalloxidpulver bei ca. 1200 °C zu einer Keramik gesintert. Die Keramik besteht aus ca. (10 ... 20) µm großen ZnO-Körnern, deren Übergänge, die sog. Korngrenzen, die elektrischen Eigenschaften des Varistors bestimmen. Zwischen den Korngrenzen lagert sich zum einen Antimonoxid (Sb_2O_3) an, dass während des Sinterprozesses das Wachstum der ZnO-Körner verhindert, zum anderen werden die Übergänge durch eine Wismutoxid-Phase (Bi_2O_3) ausgefüllt [Ru 87], die maßgeblich den elektrischen Leitungsmechanismus des Varistors bestimmt [Greu 89a]. Die durch die Wismutoxid-Phasen eingebrachten Sauerstoffionen verursachen eine negative Flächenladung im Bereich der Grenzschicht und sorgen so für die Sperreigenschaften des Varistors unterhalb seiner Durchbruchspannung.

Elektronen benötigen eine bestimmte Energie, um die durch die negative Flächenladung hervorgerufene Potentialbarriere überwinden zu können. Demnach fließt für angelegte Spannungen unterhalb der Durchbruchspannung nur ein geringer Leckstrom, der allerdings wegen der bei Temperaturerhöhung steigenden Eigenenergie der Elektronen größer wird. Außerdem sinkt die Potentialbarriere bzw. der Leckstrom steigt an, wenn die Konzentration der Sauerstoffionen im Bereich der Grenzschicht sinkt. Erfolgt diese Reduktion durch elektrische Einflüsse, wird im allgemeinen von elektrischer Alterung gesprochen. Um den Durchgangswiderstand der ZnO-Körner im Hochstrombereich zu reduzieren, werden die Dotierstoffe Aluminiumoxid (Al_2O_3) und Galliumoxid (Ga_2O_3) verwendet, so dass die Restspannung im Hochstrombereich herabgesetzt wird [Car 82], [Gup 90a]. Weitere Details zum Leitungsmechanismus und zum strukturellen Aufbau von Metalloxidvaristoren können u. a. folgenden Literaturstellen entnommen werden: [Han 01], [Man 95], [Che 02], [Greu 89b], [Stra 87]

4 Aufgabenstellung und Zielsetzung

Seitdem Asynchronmaschinen drehzahlvariabel an Frequenzumrichtern mit schnellschaltenden IGBT's betrieben werden, kommt es immer wieder zu Ausfällen durch Windungsschlüsse oder Erdschlüsse. Die Hersteller von Maschinen und Umrichtern haben gelernt, sich auf die neuen Herausforderungen einzustellen und entsprechende Abhilfemaßnahmen vorgeschlagen.

Der konventionelle Einsatz von Metalloxidvaristoren beschränkt sich bislang fast ausschließlich auf den Betrieb in Gleich- oder Wechselspannungsnetzen (mit niedriger Betriebsfrequenz). Entsprechend existiert viel Wissen und Erfahrung über Ableiterdimensionierung und Alterungseinflüsse in diesem Bereich. Jedoch ist bislang weitgehend ungeklärt, wie der Betrieb von Varistoren bei permanent auftretenden Überspannungen aussehen könnte und welche weiteren Applikationsperspektiven für Varistoren sich durch die Klärung der vielen offenen Fragen in dem Bereich ergeben können.

4.1 Problematik bei der Anwendung von Varistoren im Fall umrichter gespeister Antriebe

Vergleicht man Aufgabe und Dimensionierung von MO-Varistoren im konventionellen Einsatz aus Kap. 3 mit den bestehenden Problemen in umrichter gespeisten Antrieben aus Kap. 2, ergeben sich sowohl Synergieeffekte als auch Widersprüche. So bringt die Überbeanspruchung der Wicklungsisolation in Folge von Wanderwelleneffekten die Notwendigkeit von Überspannungsschutz mit sich, welcher evtl. durch MO-Varistoren realisiert werden kann. Außerdem kann die in Folge der sehr steilen Spannungsflanken stark nichtlineare Spannungsverteilung in der Wicklung möglicherweise in Folge von verlängerten Spannungsanstiegen durch Aufladen der Varistorkapazität linearisiert werden. Allerdings wurde bzgl. der Dimensionierung im konventionellen Einsatz von MO-Varistoren erwähnt, dass zur Wahrung der thermischen Stabilität Schutzpegel und Dauerspannung des MO-Varistors etwa im Verhältnis drei zu eins stehen müssen (vgl. (3.3)). In umrichter gespeisten Antrieben nimmt die Überspannung an der Maschine aber maximal den doppelten Wert der Zwischenkreisspannung an (vgl. (2.14)), so dass hier die herkömmlichen Dimensionierungsregeln nicht mehr angewandt werden können. Darüber hinaus ist die Unterscheidung zwischen Dauerspannung und Schutzpegel nicht mehr eindeutig, da jedem Spannungsimpuls der

Umrichterausgangsspannung eine Überspannung an der Maschine überlagert ist. Neben der Problematik der Dimensionierung werden sich auch völlig neue Fragen in Bezug auf Materialalterung beim Betrieb von MO-Varistoren in umrichter gespeisten Antrieben ergeben: Sind beim konventionellen Einsatz maximal 1000 Überspannungsereignisse in zehn Betriebsjahren zu erwarten, so ist diese Zahl in der neuen Anwendung bei einer Pulsfrequenz von $f_p = 1 \text{ kHz}$ bereits nach einer Sekunde erreicht; anders herum summiert sich die Zahl der Überspannungen hier innerhalb von zehn Jahren auf die beachtliche Zahl von $3,15 \cdot 10^{11}$!

4.2 Lösungsansatz und zu beantwortende Kernfragen

Vereinzelte Versuche, die Überspannungen mit handelsüblichen Elektronikvaristoren von ca. einem Zentimeter Durchmesser zu begrenzen, sind wegen der großen Energiedichte und der sehr großen Stromdichten gescheitert, so dass der Einsatz von MO-Varistoren für diesen Anwendungsfall als „nicht möglich“ eingestuft wurde. Nun wurde aber in Kap. 3.2 gezeigt, dass durch geringe Stromdichten durchaus kleine Schutzpegel erreichbar sind: Ein zehnfach größerer Radius bei gleicher Höhe des verwendeten Varistors hat eine hundertfach größere Oberfläche und gleichzeitig eine hundertfach kleinere Stromdichte zur Folge, welche wiederum ca. 20 % weniger Spannungsfall am MO-Varistor mit sich bringt. Außerdem bedeutet eine größere Oberfläche eine deutlich verbesserte Wärmeabfuhr, so dass auch thermisch stabiler Betrieb mit solchen Varistoren nicht mehr unmöglich zu sein scheint. Daher liegt der Hauptansatzpunkt in dieser Arbeit zur Realisierung eines funktionierenden Schutzkonzeptes mit MO-Varistoren in der Anpassung der Geometrie an die neuen elektrischen Verhältnisse.

Zur Klärung der Alterungsproblematik werden MO-Varistoren aus verschiedenen Materialien von unterschiedlichen Herstellern untersucht und die Ergebnisse einander gegenübergestellt, so dass zumindest qualitativ eine Aussage möglich sein wird, welches Material sich am besten für die Anwendung eignet. Eine Aussage über „die perfekte Materialrezeptur“ wird in der vorliegenden Arbeit nicht gemacht werden können, da die mikrophysikalische Diskussion der Varistormaterialien nicht Gegenstand dieser Arbeit ist.

Die Aufgabenstellung für diese Arbeit bestand nun darin zu klären, unter welchen Voraussetzungen man sich die spannungsbegrenzende Eigenschaft von Metalloxidvaristoren zu Nutze machen kann, um elektrische Maschinen gegen

Überspannungen in Folge von Wanderwellen zu schützen. Folgende Fragestellungen waren dabei im Kern zu beantworten:

- 1) Ist es möglich, den Varistor so zu dimensionieren, dass er die auftretenden Überspannungen auf akzeptable Werte begrenzt?
- 2) Wie wirkt sich die zusätzliche Varistorkapazität auf die Spannungsverteilung in der Maschine aus?
- 3) Welche Lebensdauer der Varistoren ist zu erwarten bei der Begrenzung schnell repetierender Überspannungen?
- 4) Welche weiteren Effekte im gesamten Antriebssystem bringt der Einsatz von Varistoren mit sich?
- 5) Stellt die Verwendung von Varistoren für die vorliegende Problematik eine ernsthafte Alternative zu existierenden Filterlösungen dar, und welche weiteren Perspektiven ergeben sich durch das neue Applikationsfeld?

Es wird zunächst das allgemeine Betriebsverhalten der Varistoren bei Umrichterbetrieb untersucht, charakterisiert und mit konventionellem Betrieb verglichen. Anschließend werden Dimensionierungsregeln erarbeitet, mit denen es möglich ist, den Varistor für die gegebene Konfiguration und die maximal zulässige Überspannung auszulegen. Des Weiteren wird vorgestellt, wie sich das Material der Varistoren bei der neuen, unkonventionellen Belastungsart im Laufe der Zeit ändert und welche Lebensdauern für den jeweiligen Applikationsfall zu erwarten sind, wobei hier immer wieder Vergleiche zu bekannten Alterungsverfahren und Betriebsprozeduren im Ableiterbereich hergestellt werden. Abschließend werden die gewonnen Erkenntnisse diskutiert und die Ergebnisse mit bereits existierenden Lösungen verglichen.

5 Versuchstechnik und verwendetes Material

Um das Betriebs- und Alterungsverhalten von Varistoren bei Umrichterbetrieb möglichst realitätsnah untersuchen und nachbilden zu können, wurden verschiedene Versuchsstände mit handelsüblichen Komponenten bestückt, die so Grundlage der folgenden Messreihen und Ergebnisse waren. Zur Untersuchung bei verschiedenen Lastzuständen der Maschine sowie bei temporären Überspannungen z. B. im Bremsbetrieb war es nötig, schnelle Lastwechsel möglich zu machen. Daher wurde ein Motor-Generator-Satz mit einem motorseitigen Umrichter zur Drehzahlregelung sowie zwei generatorseitigen Umrichtern zur Lastregelung und zur Energierückspeisung aufgebaut. Mittels der EDV-Schnittstelle an den Umrichtern und der Software Labview[®] wurde der Versuchsstand automatisiert. Außerdem wurden fünf weitere Versuchsstände aufgebaut, in der die Alterung der Varistoren untersucht wurde. Diese bestehen aber nur aus Umrichter, Kabel und Motor, der nicht belastet werden kann.

5.1 Technische Daten der Pulsumrichterversuchsstände

Tabelle 5.1: Technische Daten von Versuchsstand 1 (einmal aufgebaut)[‡]

| | Motor | Generator | Umrichter |
|--------------------------------|---------------------------|--------------------|--|
| Hersteller | VEM | VEM | Control Techniques |
| Typbezeichnung | KVOR 132 M4 PT SGR | GVOR 132 M4 PT SGR | Unidrive SP 2403 |
| Nennleistung | 11 kW | 9,5 kW | 15 kW |
| Nennstrom | 21 A | 17 A | 25 A Dauer 37,5 A 60 s |
| Nennspannung | 3 x 400 V AC | 3 x 400 V AC | 50 / 60 Hz 3 x 380 V ... 480 V AC ± 10 % |
| Nenndrehzahl | 1500 1/min | | |
| Nenndrehmoment | 72,7 Nm | | |
| Isolation | Sonderisolation für 690 V | | |
| Pulsfrequenz | | | diskret 3 kHz ... 16 kHz |
| Minimale Spannungsanstiegszeit | | | 120 ns |

[‡] Der Autor dankt der Fa. Johannes Hübner Gießen sowie der Johannes Hübner Stiftung für die Spende des Versuchsstandes.

Tabelle 5.2: Technische Daten von Versuchsstand 2 (fünf Mal aufgebaut) §

| | Motor | Umrichter |
|--|------------------|---|
| Hersteller | Getriebebau NORD | Danfoss |
| Typbezeichnung | 132 M/4 TF | VLT Automation Drive FC 300 |
| Nennleistung | 7,5 kW | 7,5 kW |
| Nennstrom | 14,8 A | 16 A Dauer 25,6 A 60 s |
| Nennspannung | 3 x 400 V AC | 50 / 60 Hz 3 x 380 V ... 500 V AC $\pm 10\%$ |
| Nenndrehzahl | 1445 1/min | |
| Pulsfrequenz | | diskret 2,5 kHz ... 15 kHz |
| Minimale Spannungs- anstiegszeit | | 300 ns |

Um die Eingangsspannung der Umrichter konstant zu halten, wurde netzseitig ein Spannungskonstanter vorgesehen, der die Spannung in allen drei Phasen mit einer Toleranz von $\pm 0,5\%$ regelt. Zum Einstellen der Zwischenkreisspannung des motorseitigen Umrichters wurde zwischen Spannungskonstanter und Umrichtereingang ein dreiphasiger Stelltransformator geschaltet, so dass die Zwischenkreisspannung im Bereich $U_{ZK} = 400\text{ V} \dots 700\text{ V}$ eingestellt werden konnte.

5.2 Motor mit Anzapfungen

Zur Untersuchung der Auswirkung der Varistorkapazität auf die Spannungsverteilung in der Wicklung wurde ein Motor in der Art präpariert, dass die Spulenspannungen über den einzelnen Spulen direkt gemessen werden konnten^{**}. Dafür wurden neben den bereits vorhandenen Klemmen im Klemmenkasten noch acht weitere Anzapfungen hinzugefügt, um die Spannungen zwischen den Spulen messen zu können. Es handelt sich um einen dreiphasigen 7,5-kW-Asynchronmotor von VEM mit der Achshöhe 132 mm, 48 Nuten, 4 Polen, 4 Spulengruppen mit je 2 Spulen pro Phase, einer Nennspannung (Strangspannung, effektiv) von 3 x 400 V AC und einer Nenndrehzahl von 1500 1/min. Die mittlere Windungslänge beträgt 0,575 m; mit einer

§ Der Autor dankt den Firmen Danfoss in Offenbach und Getriebebau Nord in Bargteheide für die Spende der Frequenzumrichter und der elektrischen Maschinen.

^{**} Dieser Motor wurde freundlicherweise von der „Fa. Johannes Hübner Fabrik Elektrische Maschinen GmbH“ präpariert und zur Verfügung gestellt.

Gesamtwindungszahl von 136 Windungen pro Phase ergibt sich eine Gesamtwicklungslänge von 78,2 m pro Strang bzw. eine Wicklungslänge von 9,77 m pro Spule. Das Prinzipschaltbild des Stators mit den ausgeführten Anzapfungen zeigt Abb. 5.1; ein Bild des abgewickelten Stators ist in Abb. 2.9 zu sehen.

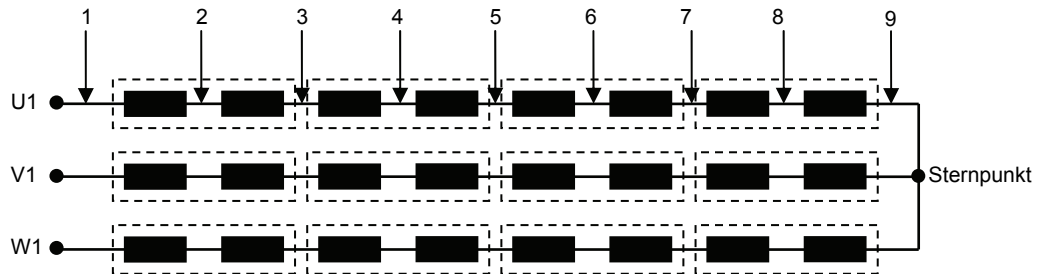


Abb. 5.1: Prinzipschaltbild der Statorwicklung des Versuchsmotors mit Anzapfungen

Dieser Motor wurde ausschließlich im Leerlauf betrieben, und er wurde an beiden vorher angesprochenen Umrichtertypen eingesetzt.

5.3 Verwendete Kabel zwischen Umrichter und Maschine

Zur Untersuchung der Auswirkung des Kabeltyps auf die Überspannungen am Motor und auf das Betriebsverhalten der Varistoren wurden verschiedene Arten von Kabeln unterschiedlicher Längen und Querschnitte verwendet, deren Daten nachfolgend angegeben sind. Bei allen Kabeln handelt es sich um 4-adrige Kabel, deren Aufbau dem aus Abb. 2.7 rechts entspricht.

Tabelle 5.3: Daten der verwendeten Motorkabel ^{††}

| | Kabeltyp 1 | Kabeltyp 2 | Kabeltyp 3 | Kabeltyp 4 | Kabeltyp 5 | Kabeltyp 6 | Kabeltyp 7 |
|--------------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| Hersteller | Brugg Kabel | Brugg Kabel | Motorflex | Brugg Kabel | Brugg Kabel | Brugg Kabel | Brugg Kabel |
| Typ | Purwil EMV EPR/PUR | Purwil EMV PUR/PUR | CY-JZ 4G6 | Purwil EMV EPR/PUR | Purwil EMV PUR/PUR | Purwil EMV PUR/PUR | Purwil EMV EPR/PUR |
| Leiterquer- schnitt | 2,5 mm ² | 2,5 mm ² | 6 mm ² | 6 mm ² | 6 mm ² | 6 mm ² | 10 mm ² |
| Länge | 22 m | 21 m | 100 m | 51 m | 45 m | 98 m | 21 m |
| geschirmt ungeschirmt | g | u | g | g | u | u | g |
| Z ₁ | 45 Ω | 85 Ω | 42 Ω | 43 Ω | 72 Ω | 73 Ω | 40 Ω |
| Z ₂ | 55 Ω | 93 Ω | 49 Ω | 50 Ω | 80 Ω | 80 Ω | 46 Ω |

^{††} Der Autor dankt der Firma Brugg Kabel aus Brugg/Schweiz für die Spende der Kabel.

Die Wellenwiderstände Z_1 und Z_2 in Tabelle 5.3 wurden bestimmt durch Wellenanpassung des Kabels mit einem Potentiometer, während alle Phasen mit einer 10 kHz-Rechteckspannung von 12 V Amplitude gespeist wurden. Das Potentiometer wurde so eingestellt, dass Wellenanpassung herrschte, und anschließend wurde sein Wert gemessen, welcher dann dem Wellenwiderstand des Kabels entsprechen musste (vgl. Tabelle 2.3). Wie in Kap. 2.1.2 erwähnt, hat ein vieradriges Kabel zwei Wellenwiderstände mit unterschiedlichen Werten – je nachdem, ob zwei nahe beieinander oder zwei weiter entfernt liegende Adern betrachtet werden [Mag 09]. Der Unterschied der beiden Wellenwiderstände liegt bei den gemessenen Kabeln zwischen 10 % und 20 %, wobei zwei nahe beieinander liegende Adern stets den kleineren Wellenwiderstand Z_1 haben.

5.4 Verwendete Varistoren zur Spannungsbegrenzung an der Maschine

Bei einer Netzspannung von 400 V erreicht die Zwischenkreisspannung im Umrichter etwa 560 V, was bei einem Reflexionsfaktor von $r_u = 1$ einer maximalen temporären verketteten Überspannung von 1120 V an der Maschine entspricht. Die maximale Leiter-Erde-Überspannung an der Maschine liegt dann bei etwa 900 V. Mit Blick auf die Varistoren kann wegen der permanent auftretenden Überspannungen bei dieser Anwendung nicht mehr streng zwischen Schutzpegel und Dauerbetriebsspannung unterschieden werden. Es handelt sich hier vielmehr um eine Betriebsspannung, der repetierende Transienten überlagert sind, deren Höhe wiederum durch die Wahl der Varistorkennlinie vorgegeben wird. Die Absolutwerte der auftretenden Überspannungen machen es notwendig, Varistoren für Spannungsbereiche von nur wenigen Hundert Volt zu wählen, die gleichzeitig aber auch in der Lage sein müssen, dauerhaft große Leistungen abführen zu können. So kann die Wahl nur auf Prüflinge fallen, die wenige Millimeter hoch sind, um die geringen Spannungen zu garantieren, die aber auch einen großen Durchmesser haben, um geringe Stromdichten zu erhalten und um außerdem eine große Oberfläche für ausreichende Wärmeabfuhr zu haben. Auf das genaue Betriebsverhalten der Varistoren wird an späterer Stelle noch genau eingegangen. Hier werden zunächst nur die grundsätzlichen Daten der verwendeten Prüflinge vorgestellt.

Bei den Prüflingen handelt es sich um Varistoren verschiedener Hersteller, die ursprünglich für die Verwendung in Niederspannungs-Gleichstrombahnsystemen vorgesehen sind (siehe z. B. [ABB 07], [Sie 09]). Daher sind im ersten Ansatz weder das Material noch die elektrischen und mechanischen Dimensionen auf den

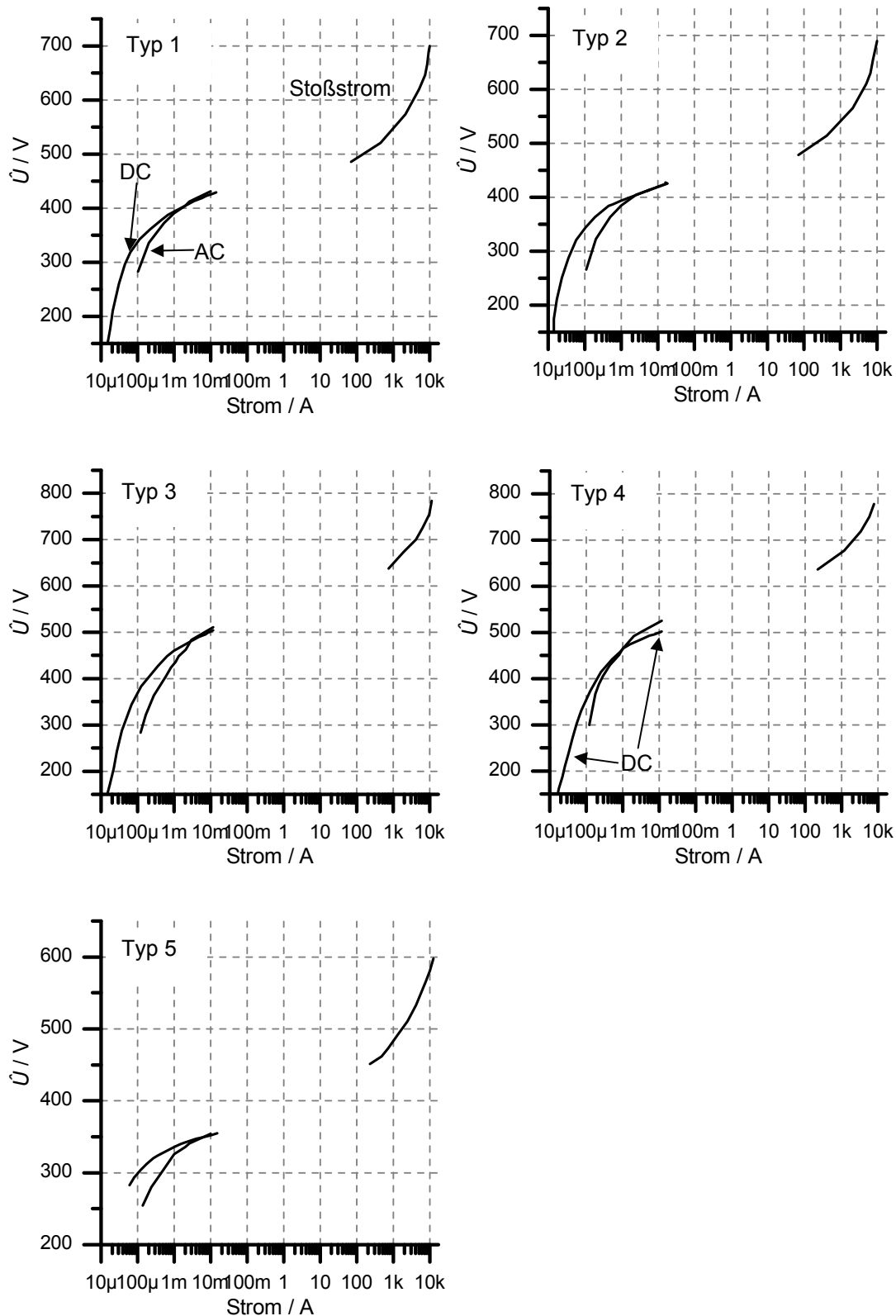
Anwendungsfall in umrichter gespeisten Antrieben hin optimiert. Trotzdem erfüllen die Prüflinge die formalen Anforderungen, wie sie z. B. in Kap. 4.2 formuliert worden sind.

Bei den in Tabelle 5.4 aufgelisteten elektrischen Daten sowie den in Abb. 5.2 dargestellten Verläufen der U - I -Kennlinien der untersuchten Varistortypen handelt es sich um grundsätzliche Richtwerte gemessen an fabrikneuen Prüflingen. Aufgrund produktionsbedingter Streuungen kann es bei den Prüflingen für die späteren Messungen zu geringen Abweichungen in den Daten kommen, auf die bei entsprechender Relevanz hingewiesen wird. Grundsätzlich sind die verwendeten Prüflinge, deren Daten in Tabelle 5.4 angegeben sind, sowohl in ihren Abmessungen als auch elektrisch recht ähnlich. Lediglich Prüfling 3 ist mit 108 mm Durchmesser deutlich größer als die restlichen Prüflinge, wodurch auch seine Kapazität deutlich von den anderen abweicht. Die wegen der leicht differierenden Höhen z. T. stark unterschiedlichen Kennlinienwerte der Prüflinge werden in den später vorgestellten Versuchen durch Einstellen der Zwischenkreisspannung auf die jeweilige Kennlinie des Prüflings kompensiert, so dass eine Vergleichbarkeit der Ergebnisse gewährleistet wird.

Tabelle 5.4: Daten der verwendeten Varistoren als Prüflinge zum Überspannungsschutz in umrichter gespeisten Antrieben

| | Typ 1* | Typ 2* | Typ 3 | Typ 4 | Typ 5 |
|--------------------------------|--------------|--------|-------|-------|-------|
| Hersteller | A | A | A | B | C |
| Durchmesser / mm | 75 | 75 | 108 | 75 | 70 |
| Höhe / mm | 2,02 | 2,16 | 2,65 | 2,6 | 1,7 |
| $U_{DC}(1mA) / V$ | 370 | 365 | 465 | 470 | 310 |
| $U_{DC} (6 mA) / V$ | 390 | 385 | 500 | 485 | 325 |
| $U_{10 kA} / V$ | 700 | 690 | 780 | 800 | 580 |
| $C (10 kHz) / nF$ | 12 | 12,2 | 20 | 13 | 13,5 |
| resultierendes ε_r | 620 | 674 | 654 | 864 | 674 |
| α_{max} | ≈ 40 | | | | |

* Die Prüflinge vom Typ 1 und 2 bestehen aus zwei Varistoren, die in Reihe geschaltet sind. Da jeder Varistor für sich eine für die Anwendung zu geringe Spannung hätte, wurden immer zwei Varistoren des gleichen Typs zu einem Prüfling zusammengefasst. Die angegebenen Werte beziehen sich also auf die Reihenschaltung von zwei Varistoren.

Abb. 5.2: Gemessene U - I -Kennlinien der verwendeten Varistortypen 1...5

Die verschiedenen, messbaren Bereiche der U - I -Kennlinie der verwendeten Varistortypen 1...5 sind in Abb. 5.2 gezeigt. Es fällt auf, dass die DC- und AC-Kennlinie im Vordurchbruchbereich unterschiedliche Werte annehmen, wobei die AC-Kennlinie

stets unterhalb der DC-Kennlinie bleibt. Beim Prüflingstyp 4 kreuzen sich die beiden Kennlinien im Bereich der Durchbruchspannung, und bei Spannungen größer als die Durchbruchspannung verläuft die AC-Kennlinie oberhalb der DC-Kennlinie. Die angesprochenen Phänomene sind bekannt und hängen mit dem geringfügig unterschiedlichen Verhalten des MO-Varistor-Leitungsmechanismus bei Gleich- und Wechselspannung zusammen. Allerdings gibt die Literatur dazu keine ausführlichen Hinweise; ein Erklärungsansatz wird in [Greu 09] gemacht.

Abb. 5.3 zeigt den Vergleich zwischen einem herkömmlichen Mittelspannungsvaristor mit ca. 40 mm Durchmesser und 40 mm Höhe, verglichen mit den hier verwendeten Varistoren großen Durchmessers und geringer Höhe.

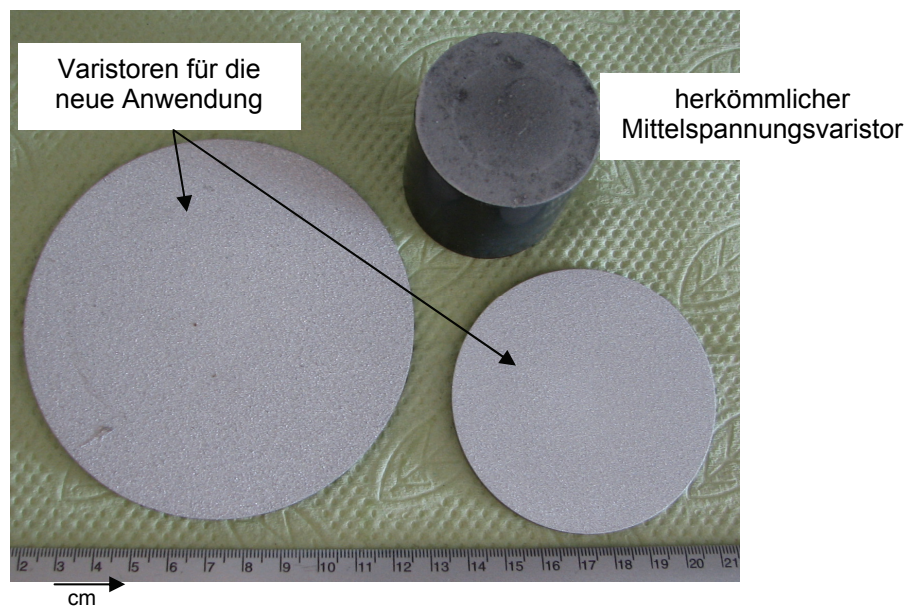


Abb. 5.3: Vergleich zwischen herkömmlichem Mittelspannungsvaristor und verwendeten Prüflingen für Einsatz in umrichter gespeisten Antrieben

5.5 Verwendete Prüf- und Messtechnik

Zur Erfassung der elektrischen Vorgänge im System wurde ein vierkanaliges digitales Speicheroszilloskop Agilent DSO 6014a mit einer Bandbreite von 100 MHz und einer Abtastrate von 2 GS/s (Gigasample pro Sekunde) bei einer Speichertiefe von 4 Megapunkten gewählt. Bei einer Bandbreite von $f_{\text{osz}} = 100 \text{ MHz}$ liegt nach [Pfei 06] die minimal erfassbare Anstiegszeit der zu messenden Signale bei

$$t_{r, \min} = \frac{0,35}{100 \text{ MHz}} = 3,5 \text{ ns} \quad (5.1)$$

Die minimal zu erwartenden Anstiegszeiten im System liegen bei ca. 100 ns, wodurch keine verfälschte Wiedergabe der Messsignale durch das Oszilloskop zu erwarten ist. Das Oszilloskop ist daher für die vorgesehene Messaufgabe geeignet.

Für die Spannungsmessung kamen Tastköpfe der Firma Testec mit einer Bandbreite von 300 MHz und einem Teilverhältnis von 100:1 zum Einsatz. Die Strommessung wurde mit einem Stromwandler der Firma Pearson Electronics vom Typ 110 A durchgeführt. Der maximal auswertbare, erfassbare Strom liegt für dieses Gerät bei 65 A Effektivstrom, die obere und untere Grenzfrequenz liegt bei 20 MHz bzw. bei 1 Hz.

5.5.1 Aufbau der Messsysteme zur Bestimmung der Verlustleistung im Varistor

Wegen der Gefahr der thermischen Instabilität wird elektrische Alterung von Varistoren bei konventionellem Einsatz u. a. durch die Änderung der Verlustleistung im Betrieb charakterisiert [Norm 2]. Die im Varistor umgesetzte Verlustleistung entspricht dabei dem Produkt aus anliegender Spannung und resistivem Strom. Polarisationsverluste können gegenüber der stark ausgeprägten resistiven Komponente vernachlässigt werden. Da sich der resistive Strom aber nicht ohne weiteres separat messen lässt, integriert man das Produkt aus Spannung und Strom über die Zeit und dividiert das Ergebnis durch das betrachtete Zeitintervall. Auf diese Weise wird die kapazitive Scheinleistung bei der Integration (5.2) eliminiert, und es bleibt nur noch die resistive Verlustleistung als Ergebnis übrig.

$$P_v = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_{\text{var}}(t) \cdot i_{\text{var}}(t) dt \quad (5.2)$$

Bei konventioneller 50-Hz-Wechselspannung wird in der Regel ein Intervall von wenigen Spannungshalbschwingungen zur Verlustleistungsbestimmung betrachtet. Die vergleichsweise langsamen Vorgänge stellen auch keinerlei besondere Anforderungen an das Aufzeichnungs- und Auswertesystem.

Im Gegensatz dazu erfordern die sehr schnell veränderlichen Vorgänge in umrichter gespeisten Antrieben eine präzise Auslegung des Messsystems auf die speziellen Anforderungen: Für die Anwendung von besonderer Wichtigkeit ist ein Oszilloskop mit großer Speichertiefe, hier von maximal 4 Megapunkten. Da die Leiter- Erde-Spannung im Gegensatz zur verketteten Spannung zwar in ihrer Amplitude, jedoch nicht in ihren Maxima und Minima konstant ist (vgl. Abb. 2.3 und 2.4), ist es bei der Messung der Verlustleistung im Varistor notwendig, einen längeren Zeitraum von mehreren hundert Mikrosekunden als Aufzeichnungsintervall zu betrachten, da die

Verlustleistung im Varistor vom augenblicklich anliegenden (absoluten) Spannungswert abhängt. Die Verlustleistung selber wird mathematisch durch die Software Labview [Lab 09] auf einem externen PC ermittelt, der die Daten vom Oszilloskop überträgt bekommt und nach (5.2) auswertet. Im Aufzeichnungsintervall dürfen aber keine Informationen verloren gehen, die in den Anstiegszeiten von wenigstens 100 ns enthalten sind, so dass es notwendig ist, in einem langen Aufzeichnungsintervall möglichst viele Abtastpunkte in kurzer Zeit zu bekommen. Bei einer Speichertiefe von 4 Megapunkten und einem Abtastintervall von beispielsweise 200 μs fallen auf 100 ns 4000 Abtastpunkte. Betreibt man zwei Kanäle gleichzeitig, so bleiben immer noch 2000 Abtastpunkte für 100 ns, was eine präzise Auswertung der Signale möglich macht.

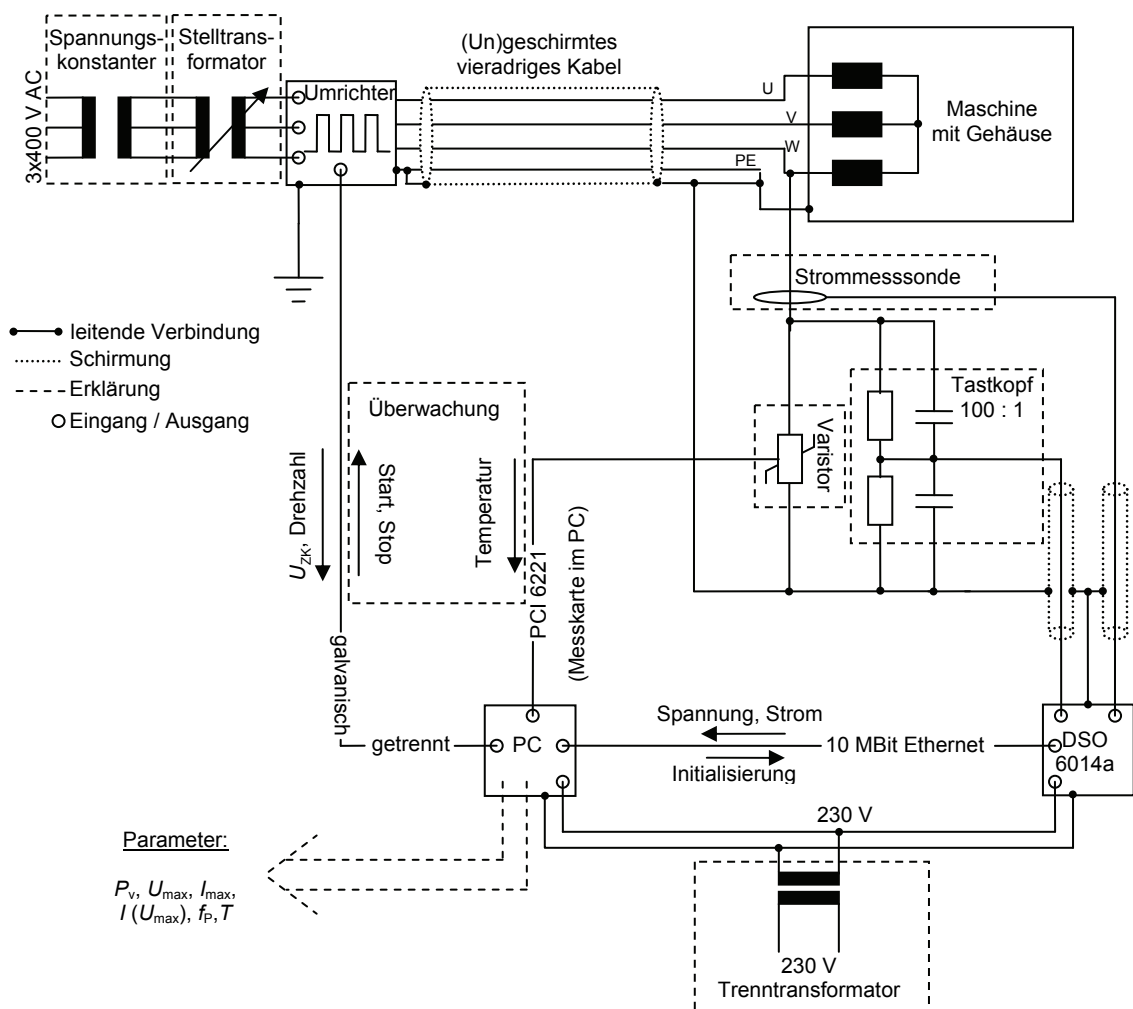


Abb. 5.4: Prinzipieller Aufbau des Systems zur Bestimmung der Verlustleistung im Varistor in Versuchsstand 1

Die Verbindung zwischen PC und Oszilloskop wurde über eine 10 MBit/s Ethernet Schnittstelle realisiert, um die große Datenmenge von 4 Megapunkten pro Messung möglichst schnell bewältigen zu können. Ein Messzyklus einschließlich Datenerfassung, Übertragungszeit, Rechenzeit und Auswertzeit dauerte danach ca. vier Sekunden, was in Anbetracht der Datenmenge ein akzeptabler Wert ist.

Neben den elektrischen Größen wird auch die Temperatur am Prüfling mit überwacht: Dabei wird das Signal des Messfühlers [SMT 09] über eine Datenerfassungskarte [NI 09] an den PC übergeben und dort ausgewertet. Zum einen wird so ein maßgeblicher Parameter mit erfasst, zum anderen kann sichergestellt werden, dass bei Überschreiten einer Maximaltemperatur das Antriebssystem abgeschaltet wird, um bei Bedarf die thermische Zerstörung des Prüflings zu verhindern.

Wie in Abb. 5.4 angedeutet, wird der Strom durch den Varistor auf Hochpotential vor dem Spannungsabgriff gemessen, um wirklich den gesamten Strom zu erfassen, der im realen Betriebsfall durch den Varistor fließt. Ferner ist für eine korrekte Strommessung entscheidend, im gesamten System nur einen Erdungspunkt zu haben, um das Ausbilden von Erdschleifen zu vermeiden. Daher sind für alle externen Spannungsvorsorgungen im Messkreis Trenntransformatoren vorgesehen. Darüber hinaus ist es wichtig, die Steuerung des Umrichters vom PC aus galvanisch getrennt über Optokoppler oder Relais vorzunehmen, damit die einzige Erdverbindung zwischen Messkreis und Umrichter weiterhin über das Motorkabel führt.

Das System zur Bestimmung der Verlustleistung bei 50-Hz-Wechselspannung ist in Abb. 5.5 gezeigt. Als Spannungsquelle dient ein Transformator, dessen Primärspannung über einen Stelltransformator eingestellt wird. Der Stelltransformator wird primärseitig zwischen Phase und Nullleiter des Spannungskonstanters geschaltet, um auch hier eine konstante Spannung zu garantieren. Die Spannung über dem Varistor wird wiederum mit einem Tastkopf wie oben beschrieben gemessen. Die Strommessung erfolgt hier über einen 100- Ω -Shunt, der in den Erdpfad des Varistors geschaltet ist. Sowohl Spannung als auch Strom werden von einem Zweikanaloszilloskop Tektronix TDS 210 mit einer Bandbreite von 60 MHz und einer Speichertiefe von 5000 Punkten gemessen. Die Initialisierung des Oszilloskops sowie die Auswertung der gemessenen Signale erfolgt wiederum mit einem PC und der Software Labview. Da in diesem Fall die Datenmenge mit maximal 5000 Punkten pro Messzyklus deutlich geringer ist als im vorher beschriebenen Fall, genügt hier die Verbindung über eine serielle Schnittstelle.

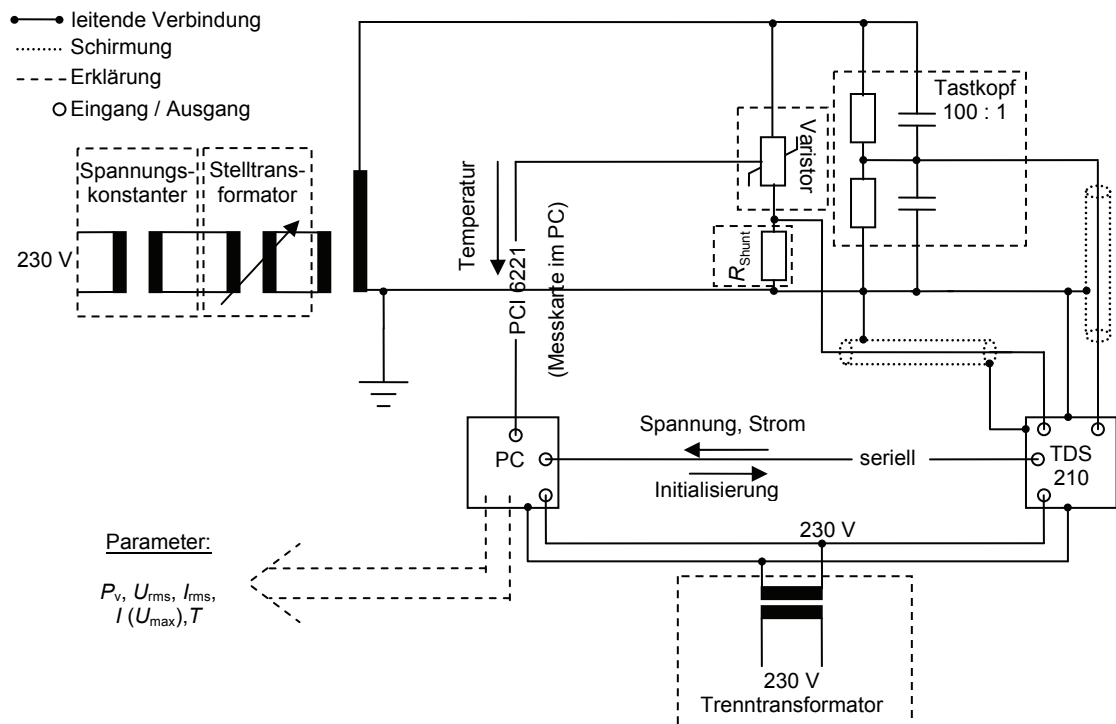


Abb. 5.5: Prinzipieller Aufbau des Systems zur Bestimmung der Verlustleistung bei 50-Hz-Wechselspannung

Auch im Fall der Verlustleistungsbestimmung bei Wechselspannung ist eine Temperaturmessung an der Varistoroberfläche vorgesehen. Ebenfalls ist darauf zu achten, dass es im Messkreis genau einen Erdungspunkt gibt, um Fehler durch Erdschleifen zu vermeiden, wobei die Spannungsversorgung von Oszilloskop und PC über einen Trenntransformator erfolgen muss, um den Strom nicht am Shunt vorbeizutreiben.

5.5.2 Bestimmung der Gleichspannungs- und Restspannungskennlinie

Um Kennlinienveränderungen beim Betrieb von Varistoren im umrichter gespeisten Antrieben zu erkennen, wurde neben der Verlustleistungsüberwachung auch die Messung der gesamten U - I -Kennlinie selbst durchgeführt. Dabei wurde im Bereich 1 nach Abb. 3.1 eine Gleichspannung an den Prüfling angelegt, wobei die Messung der Spannung mit einem Multimeter Hewlett Packard 34401 A und die Strommessung mit einem Multimeter Voltcraft VS 150 durchgeführt wurde. Als Parameter wurde der Strom eingestellt und die entsprechende Spannung auf der Kennlinie aufgetragen, wobei das Ablesen der Spannung unmittelbar nach Einstellen des Stroms erfolgte. Die Einhaltung einer definierten Messprozedur ist wichtig, da die Gleichspannungskennlinie über einen Bereich von Minuten bis Stunden driftet. Außerdem wurde darauf geachtet, dass die Messung stets an auf Raumtemperatur abgekühlten Varistoren erfolgte.

Die Messung der Kennlinie im Hochstrombereich wurde mit einem Generator für doppelte exponentielle Stoßströme der Firma HighVolt durchgeführt (nähere Beschreibung siehe [Rei 08]). Ein Stoßstromgenerator (vgl. Abb. 5.6) besteht grundsätzlich aus einer Stoßkapazität $C_{\text{Stoß}}$, die über einen Gleichrichter auf eine bestimmte Spannung aufgeladen wird. Durch Triggerung der Funkenstrecke (FS) entlädt sich die Stoßkapazität seriell über die Induktivität L_s , den Widerstand R_s und den Prüfling. Varistoren werden nach [Norm 2] mit unipolaren Stoßströmen geprüft, so dass Induktivität und Kapazität so aufeinander abgestimmt werden müssen, dass der Strom die Form einer aperiodisch gedämpften Schwingung annimmt. Durch Anpassen der Induktivität im Stoßkreis lassen sich mit dem Generator Ströme der Formen $8/20 \mu\text{s}$, $4/10 \mu\text{s}$, $30/80 \mu\text{s}$ sowie $1/20 \mu\text{s}$ einstellen. Die maximale Ladespannung beträgt 100 kV. Da der Generator eigentlich nicht für Varistoren mit Restspannungen im Bereich einiger Hundert Volt ausgelegt ist, sondern für Prüflinge mit viel größeren Restspannungen, wurde dem eigentlichen Prüfling 2 ein Varistor mit einigen Kilovolt Restspannung (Prüfling 1) vorgeschaltet, über den der Strom eingestellt wurde. Die Spannungsmessung an Prüfling 2 erfolgte dann nicht über das Messsystem des Kreises, sondern über eine separate Messung unmittelbar an Prüfling 2 mit einem Tastkopf (gleicher Tastkopf wie oben beschrieben). Die Visualisierung erfolgte wiederum mit dem oben beschriebenen Oszilloskop DSO 6014a. Die Methode der direkten, separaten Spannungsmessung hat vor allem den Vorteil, dass keinerlei induktive Kompensation des Spannungsteilers erfolgen muss, da der Tastkopf direkt am Prüfling angebracht ist und seine Zuleitung zum Oszilloskop bereits vom Hersteller abgeschlossen ist. Die Verbindung zwischen Tastkopf und Oszilloskop wurde noch einmal durch eine separate Schirmung gegen Einkopplungen geschützt, wobei die zusätzliche Schirmung selber über einen zusätzlichen Schirmschrank, in dem sich das Oszilloskop befand, geerdet wurde. Auch in diesem Messkreis wurden Erdschleifen durch einen zentralen Erdungspunkt und durch den Einsatz eines Trenntransformators vermieden.

Die Strommessung erfolgte durch das bereits vorinstallierte Messsystem der Firma Highvolt durch einen Rogowski-Wandler.

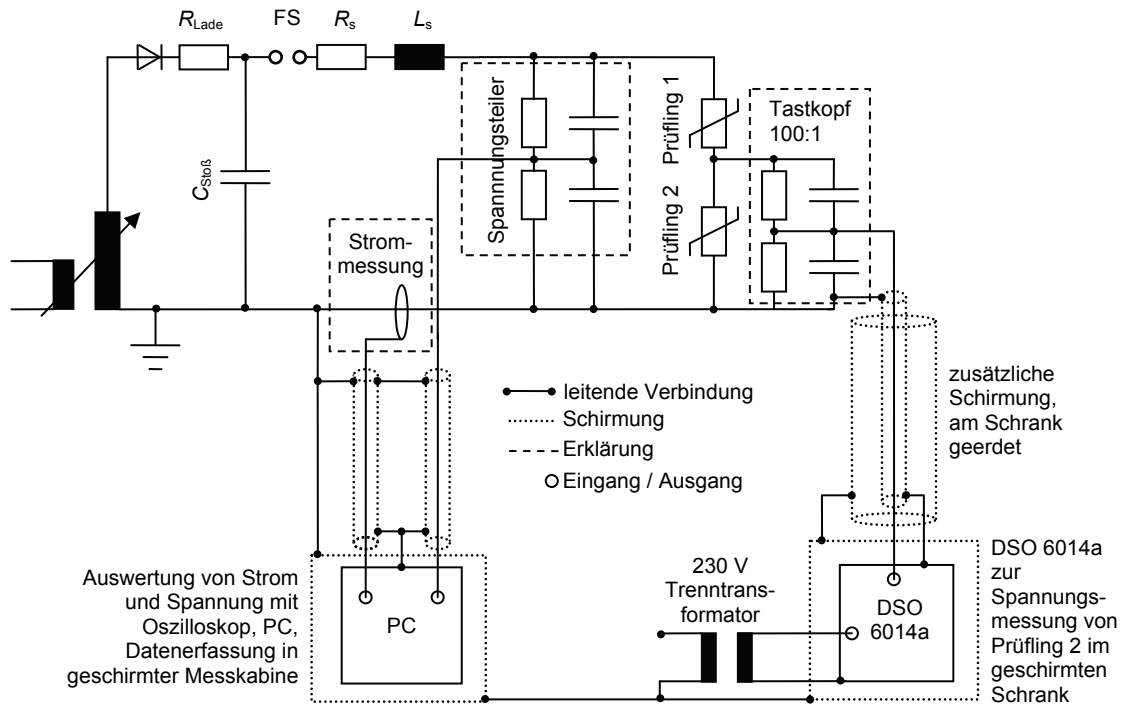


Abb. 5.6: Stoßstromgenerator und Messkreise zur Bestimmung der Kennlinie im Hochstrombereich

6 Grundsätzliches Betriebsverhalten der Varistoren in umrichter gespeisten Antrieben

6.1 Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung an der Maschine

Bei Betrachtung des Aufbaus des Isolationssystems von Niederspannungs-Asynchronmaschinen in Kap. 2.1.3 wurde herausgearbeitet, dass die Windungsisolation das vermutlich schwächste Glied im Isolationssystem ist. Die hohen auftretenden Spulenspannungen bei sehr steilen Spannungsimpulsen können die Lebensdauer durch eintretende Teilentladungen in der Isolation nachhaltig verkürzen. Durch den Einsatz von Varistoren ist es möglich, dem entgegenzuwirken - zum einen durch Reduzierung der auftretenden Spannung und zum anderen durch Verlängerung der Anstiegszeit und der daraus folgenden Linearisierung der Spannungsverteilung.

6.1.1 Beeinflussung der Amplitude der Spannung an der Maschine

Varistoren können durch Anpassen der Geometrie (Höhe, Durchmesser) elektrisch sehr vielseitig eingesetzt werden. Wie bereits erwähnt, werden in dieser neuen Anwendung Varistoren geringer Höhe und großen Durchmessers verwendet. Daher ist es möglich, bei entsprechender Dimensionierung die Varistoren entweder zwischen die Phasen zur Begrenzung der verketteten Spannung oder zwischen Phase und Erde zur Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung zu schalten. Aus den eingangs erwähnten Gründen werden in den folgenden Betrachtungen die Varistoren ausschließlich zur Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung eingesetzt und daher zwischen Phase und Erde geschaltet. Sämtliche herausgearbeiteten Ergebnisse in Bezug auf Betriebsverhalten, Dimensionierung, Alterung, Kühlung usw. sind aber durch Anpassen der Varistorkennlinie auch für die Schaltvariante zwischen den Phasen gültig. Das Prinzipschaltbild zur Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung an der Maschine zeigt Abb. 6.1. Dabei entsprechen die Spannungen über den Varistoren u_U , u_V und u_W den jeweiligen Leiter-Erde-Spannungen, die an der Maschine anliegen. Die verketteten Spannungen berechnen sich dann in der jeweiligen Masche zu

$$\begin{aligned}u_{UV} &= u_U - u_V \\u_{UW} &= u_U - u_W \\u_{VW} &= u_V - u_W\end{aligned}\tag{6.1}$$

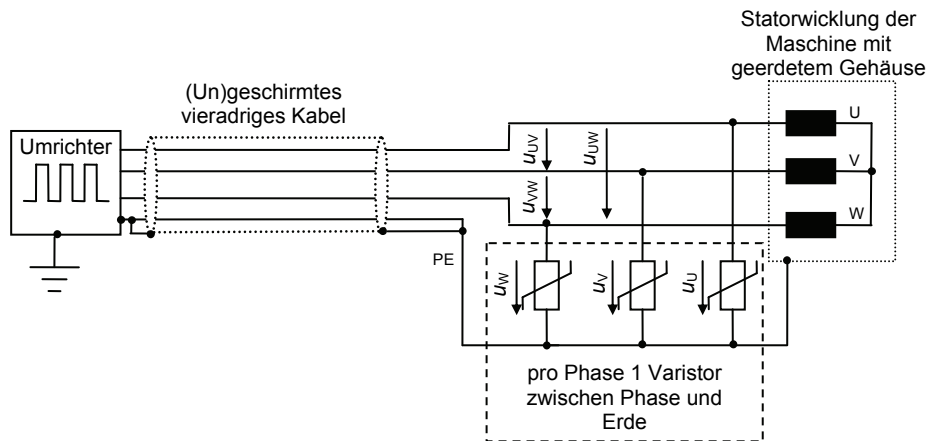


Abb. 6.1: Varistoren zur Begrenzung der Leiter-Erde-Spannung zwischen Phase und Erde geschaltet

Zur Veranschaulichung des Effektes des Varistors auf die Leiter-Erde-Spannung an der Maschine sind in Abb. 6.2 Spannung an Umrichter und Maschine ohne Varistor und die Spannung an der Maschine mit Varistor sowie der Strom durch den Varistor in einer Phase gezeigt. Es ist der Beginn eines Spannungsimpulses einer ganzen Pulsbreite gezeigt. Da an dieser Stelle nur die Effekte genau erklärt werden sollen, werden hier die genaue Restspannung des Varistors sowie die Daten der Antriebskonfiguration vorerst außer Acht gelassen. Der Effekt der Spannungsreduktion ist offensichtlich: Beträgt die maximale Leiter-Erde-Spannung ohne Varistor an der Maschine noch ca. 750 V wird sie durch den Einsatz des Varistors auf etwa 500 V gesenkt. Auch die Verlängerung der Anstiegszeit der Spannung an der Maschine von ca. 150 ns auf über 1000 ns lässt sich aus dem Oszillogramm gut ablesen.

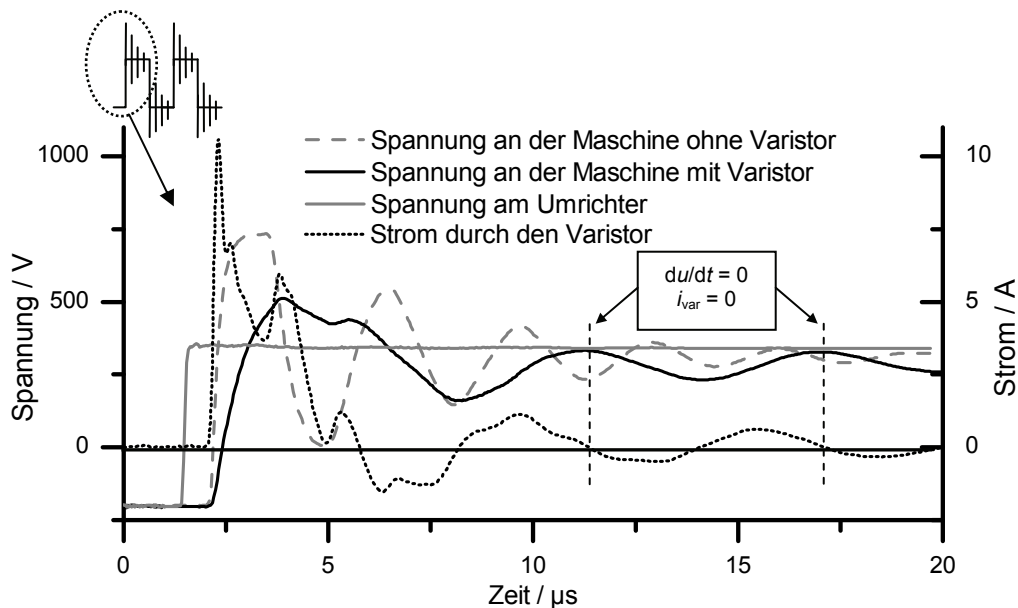


Abb. 6.2: Oszillografierte Zwischenkreisspannung, Leiter-Erde-Spannung ohne und mit Varistor an der Maschine und Strom durch den Varistor zu Beginn eines Spannungsimpulses

Außerdem haben die Spannungsmaxima durch die spannungsbegrenzende Wirkung des Varistors annähernd gleiche Werte und nehmen nicht mehr wie in Abb. 2.3 und Abb. 2.4 unterschiedliche Werte aufgrund des Eingangsgleichrichters an (vgl. Abb. 6.3).

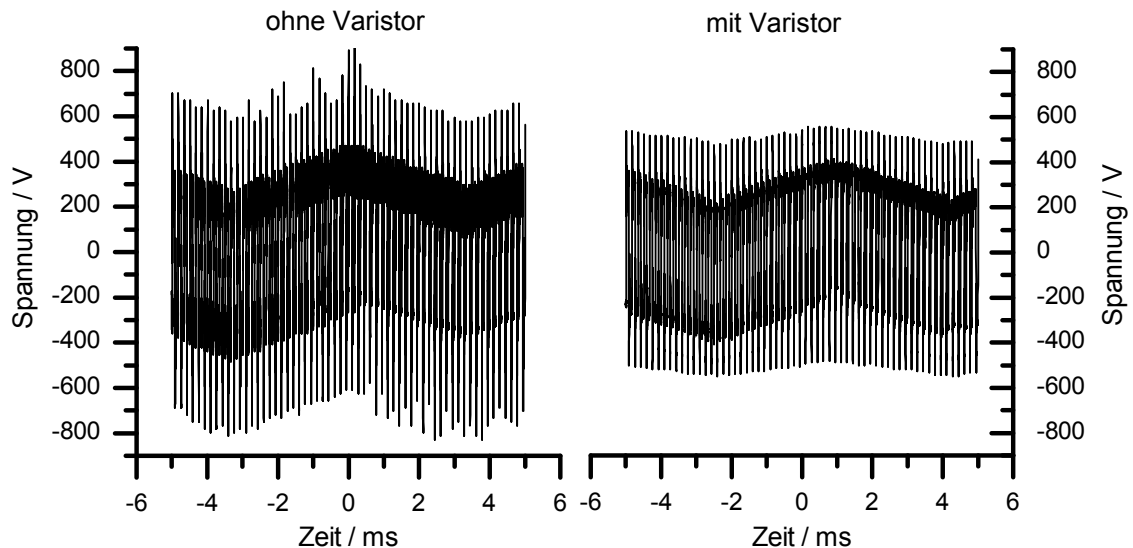


Abb. 6.3: Leiter-Erde-Spannung an der Maschine ohne und mit Varistor über ein längeres Aufzeichnungsintervall

Zur genauen Erklärung sind in Abb. 6.4 Varistorspannung und –strom noch einmal vergrößert dargestellt. Wie in Abb. 3.2 gezeigt, besteht das Ersatzschaltbild eines Varistors aus einem spannungsabhängigen Widerstand parallel zu einer konzentrierten Kapazität. Daher gilt auch im Fall des Varistoreinsatzes in umrichter gespeisten Antrieben, dass der Varistorstrom aus einer kapazitiven und einer resistiven Komponente besteht. Der Zusammenhang zwischen Spannung und Strom an einem Kondensator lautet:

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (6.2)$$

Bei rein kapazitivem Betrieb wäre also der Strom immer dann Null, wenn die Spannungssteilheit Null ist. Exemplarisch sind einzelne Stromnulldurchgänge in Abb. 6.2 und Abb. 6.4 markiert. Im ersten und zweiten Spannungsmaximum ist der Strom allerdings nicht Null, sondern hat einen Wert von etwa 6 A und 0,5 A, was dann laut Definition in Kap. 3 dem resistiven Strom im Spannungsmaximum entspricht. Das erste Maximum im Strom resultiert aus der sehr großen Anfangsteilheit der Spannung, welche sich nach (6.2) bei der hier vorliegenden Varistorkapazität von $C_{\text{var}} = 11 \text{ nF}$ zu $(du/dt)_{\text{max}} = 950 \text{ V} / \mu\text{s}$ errechnet.

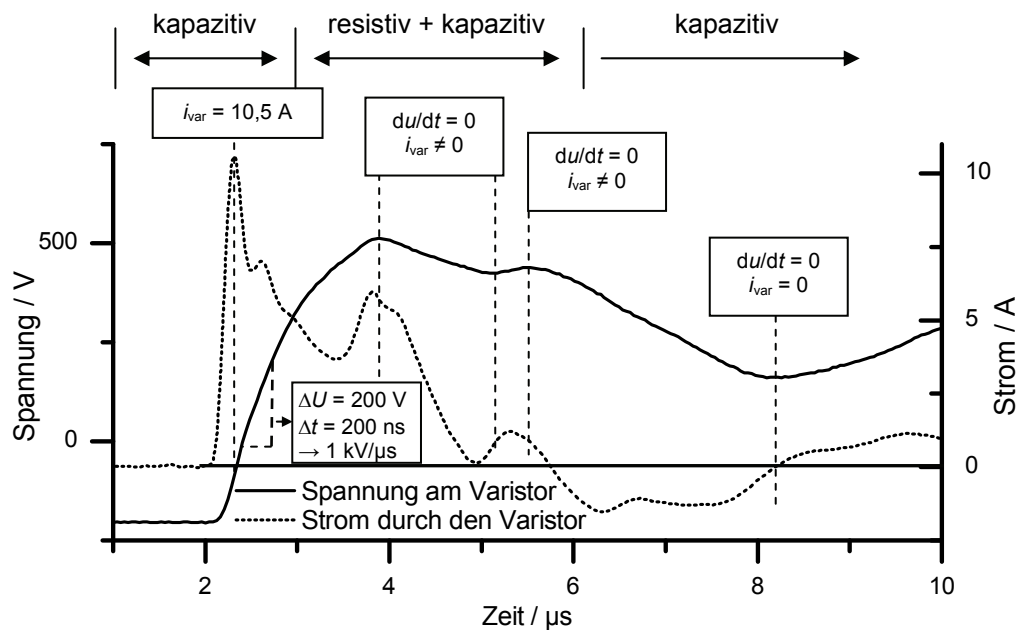
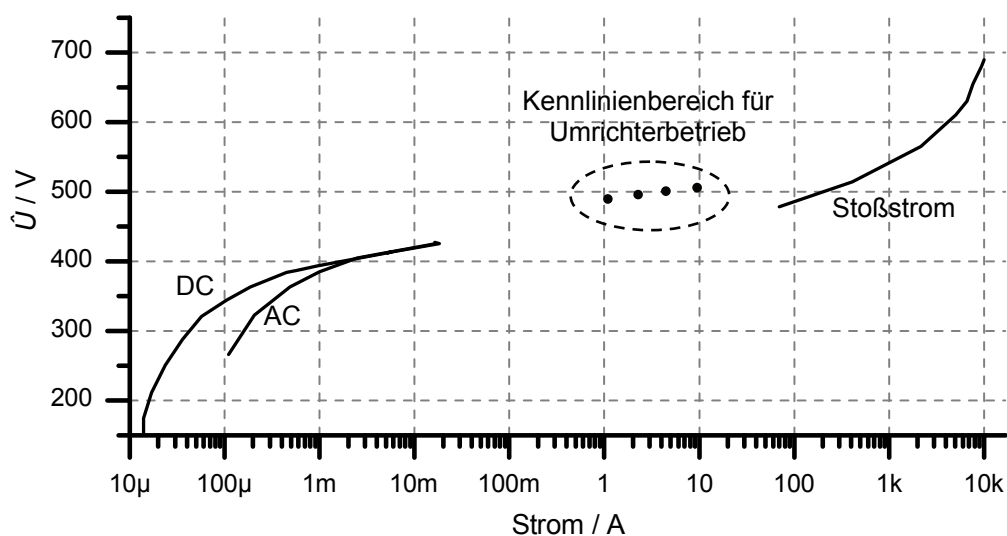


Abb. 6.4: Oszillogramm von Varistorspannung und –strom

Resistiver Strom fließt also nur im Bereich des ersten Spannungsmaximums eines jeden Impulses durch den Varistor. Die restliche Zeit ist der Strom rein kapazitiv. Nur auf diese Weise ist es möglich, dass der Varistor im Kennlinienbereich größter Nichtlinearität betrieben wird (vgl. Abb. 6.5*), da die Ströme von einigen Ampere nur für wenige Mikrosekunden durch den Varistor fließen. Allerdings wird der Varistor bei jeder auftretenden Überspannung resistiv leitend, was die hier vorliegende Betriebsart wesentlich vom konventionellen Einsatz unterscheidet, wo im Dauerbetrieb nur ein geringer Leckstrom fließt und Überspannungen nur sehr selten auftreten.

Abb. 6.5: U - I -Kennlinie von Varistortyp 2 mit gekennzeichnetem Bereich für Umrichterbetrieb

* Die Abweichung der Kennlinienpunkte bei Umrichterbetrieb von der AC-DC- und Restspannungskennlinie wird an späterer Stelle in Kap. 7.1.1 diskutiert.

6.1.2 Erklärung des zeitlichen Verlaufs der Varistorspannung

Wird eine elektrisch lange Leitung mit einer Kapazität abgeschlossen und mit einer sprungförmigen Spannung der Amplitude U belastet, so stellt sich am Leitungsende ein Mischverhalten ein, das sich durch den Aufladevorgang an einer Kapazität erklären lässt: Zu Anfang ist die Kapazität vollständig entladen und stellt so für die einlaufende Welle einen Kurzschluss dar. Nach Beendigung des Ladevorgangs wirkt die Kapazität wie ein leerlaufendes Ende und die Spannung steigt auf den doppelten Wert der Spannung am Leitungsanfang. Die zeitlichen Verläufe der Spannungen über dem Kondensator und der reflektierten Spannung lauten dann wie folgt:

$$U_c(t) = 2 \cdot U \left(1 - e^{-\frac{t}{Z_{\text{Kabel}} \cdot C_{\text{Var}}}} \right) \quad (6.3)$$

$$U_r(t) = U \left(2 \left[1 - e^{-\frac{t}{Z_{\text{Kabel}} \cdot C_{\text{Var}}}} \right] - 1 \right) \quad (6.4)$$

Aus (6.4) geht hervor, dass die reflektierte Spannungswelle nun in sich noch eine Zeitabhängigkeit besitzt, was die übersichtliche Darstellung nach dem Bewley-Diagramm sehr schwierig macht. Insgesamt wird der Spannung am Kondensator (am Leitungsende) nach je zwei Kabellaufzeiten ein weiteres Spannungssignal überlagert. Die resultierende Spannung entspricht dann einer Summenspannung aus den zeitlich abgeklungenen Termen nach (6.3) und (6.4), wodurch die Änderungen der Spannung über dem Varistor in Abb. 6.2 und Abb. 6.4 erklärt werden können. Zusätzlich erkennt man hier noch die spannungsbegrenzende Wirkung des Varistors. Wegen der resistiven Dämpfung der Leitung nimmt die Spannung am Leitungsende nach wenigen Perioden den Wert der Zwischenkreisspannung an. Die Periodendauer der sich einstellenden Schwingung beträgt nun aber nicht mehr das Vierfache der Ausbreitungszeit, sondern ist näherungsweise zur Wurzel aus der Leitungslänge proportional. Wegen der großen Abschlusskapazität ist die Leiter-Erde-Kapazität des Kabels so gut wie unwirksam, und es bildet sich ein Serienschwingkreis, bestehend aus Kabelinduktivität und Varistorkapazität, dessen Resonanzfrequenz wie folgt angenähert werden kann:

$$f_r \approx \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{L'_{\text{Kabel}} \cdot I \cdot C_{\text{Var}}}} \quad (6.5)$$

Das Oszillogramm in Abb. 6.2 wurde an einem 100 m langen Kabel mit $L' \approx 0,4 \frac{\mu\text{H}}{\text{m}}$ aufgenommen; bei einer Varistorkapazität von $C_{\text{var}} = 11 \text{ nF}$ ergibt sich nach (6.5) eine Resonanzfrequenz von $f_r = 250 \text{ kHz}$. Der gemessene Wert liegt bei einer

Periodendauer von $T = 5 \mu\text{s}$ bzw. einer Resonanzfrequenz von $f_r = 200 \text{ kHz}$. Die Abweichung zwischen Rechnung und experimentellem Wert wird durch die Vernachlässigung der Kabelkapazität in der Rechnung nach (6.5) begründet. Insgesamt wird die Leitung durch die Varistorkapazität am Ende „elektrisch verlängert“, bzw. nach einer Kabellaufzeit geht die Wanderwellenschwingung in eine Resonanzschwingung über, deren Frequenz maßgeblich durch die Gesamtkabelinduktivität und die Varistorkapazität bestimmt wird.

Übertragen auf den kapazitiven Leitungsabschluss ergibt sich bei Verwendung eines Varistors die Anordnung nach Abb. 6.6, wobei hier der spannungsabhängige Widerstand vernachlässigt wurde.

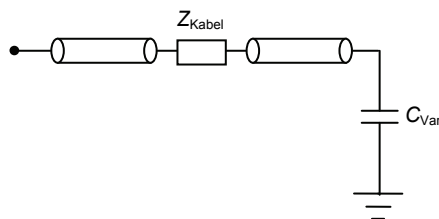


Abb. 6.6: Ersatzschaltbild eines Leitungsabschlusses mit einer Kapazität

Die Ladezeitkonstante an der Kapazität errechnet sich zu

$$\tau_c \approx Z_{\text{Kabel}} \cdot C_{\text{Varistor}} \quad (6.6)$$

Wiederum für die Anordnung aus Abb. 6.2 und Abb. 6.4 ergibt sich bei einem Wellenwiderstand des Kabels von $Z_{\text{Kabel}} = 40 \Omega$ die Ladezeitkonstante nach (6.6) zu $\tau_c = 440 \text{ ns}$, so dass nach 440 ns die Spannung eigentlich bis auf 63 % von $\Delta U = 950 \text{ V}$ angestiegen sein müsste; ihr tatsächlicher Wert beträgt aber erst $\Delta U(\tau_c) = 325 \text{ V}$. Auch hier liegt der Fehler in der nicht berücksichtigten Kabelkapazität in (6.6). An späterer Stelle in der vorliegenden Arbeit wird aber gezeigt werden, dass Kabel mit größeren Wellenwiderständen grundsätzlich längere Ladezeiten der Varistorkapazitäten bzw. längere Spannungsanstiegszeiten zur Folge haben.

6.2 Beeinflussung der Systemparameter durch den Varistor

Die Erweiterung des Leitungsabschlusses durch einen Varistor kann je nach Länge des angeschlossenen Kabels zu unerwünschten Rückwirkungen auf den Umrichter führen. Außerdem ändert die zusätzliche Kapazität die Impedanz des Leitungsabschlusses. Beide Aspekte werden hier kurz vorgestellt und diskutiert.

Zur Untersuchung der Rückwirkung des Varistors auf das Betriebsverhalten des Umrichters wurde ein Kabel in verschieden lange Teilstücke zerschnitten, und es wurden abhängig von der Kabellänge die minimale Anstiegszeit $t_{r, \min}$ am Umrichter und an der Maschine ohne und mit Varistor gemessen (vgl. Abb. 6.7). Als Anstiegszeit der Spannung wird hier das Intervall zwischen 10 % und 90 % des Spannungsmaximums definiert. Dabei beträgt die minimale Anstiegszeit ohne Varistor am Umrichter unabhängig von der Kabellänge etwa 100 ns, was bedeutet, dass die Kabellänge im betrachteten Intervall keinerlei Einfluss auf das Schaltverhalten der IGBT's hat. Eigentlich müsste die Anstiegszeit am Umrichter geringfügig mit der Kabellänge steigen, da die mit zunehmender Länge größer werdende Kabelkapazität den Umrichter zusätzlich belastet [Kau 94]. Ein solches Verhalten konnte hier aber nicht beobachtet werden.

Die minimale Anstiegszeit an der Maschine ohne Varistor nimmt mit größerer Kabellänge zu, was durch die zunehmende Verformung des Wellenkopfes bei längeren Kabeln erklärt wird.

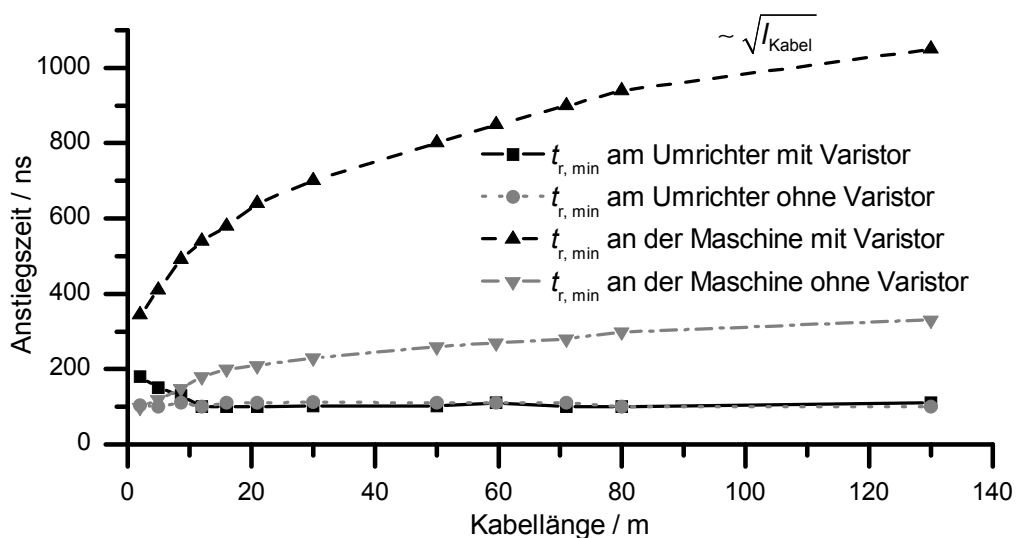


Abb. 6.7: Minimale Anstiegszeit an Umrichter und Maschine mit und ohne Varistor abhängig von der Kabellänge, Versuchsstand 1, Kabel 3, Prüfling 1

Mit Varistor ist eine deutliche Erhöhung der Anstiegszeit am Umrichter auf bis zu 200 ns bei kurzen Kabeln zu beobachten, was an der großen zusätzlichen Kapazität liegt, die besonders bei kurzen Kabeln den Umrichter zusätzlich belastet. Bei Kabellängen oberhalb der kritischen Länge (hier ab ca. 10 m) liegt eine Entkopplung des Kabelendes vom Kabelanfang durch das Kabel selbst vor, so dass der Varistor keinen Einfluss mehr auf den Kabelanfang hat. Die minimale Anstiegszeit an der Maschine mit Varistor ist im Vergleich zum Fall ohne Varistor deutlich erhöht, was ebenfalls an der zusätzlichen Kapazität liegt. Hier muss noch einmal klar zwischen der Ladezeitkonstante τ_c und der Anstiegszeit t_r der Spannung unterschieden werden: Die Ladezeitkonstante ist für alle Kabellängen konstant und hängt nur von der Wellenimpedanz des Kabels und der Varistorkapazität ab. Die Anstiegszeit ist ein Zeitintervall, das abhängig davon ist, wann die Spannung einen Wert erreicht, ab dem der Varistor wirklich resistiv leitend ist (Begrenzungsspannung). Da die Periodendauer der Schwingung auf dem Kabel aber abhängig von der Länge ist (6.5), ist auch die Zeit bis zum Erreichen der Begrenzungsspannung abhängig von der Länge und somit auch die Anstiegszeit. Je größer die Kapazität des Varistors ist, desto stärker sind die angesprochenen Effekte.

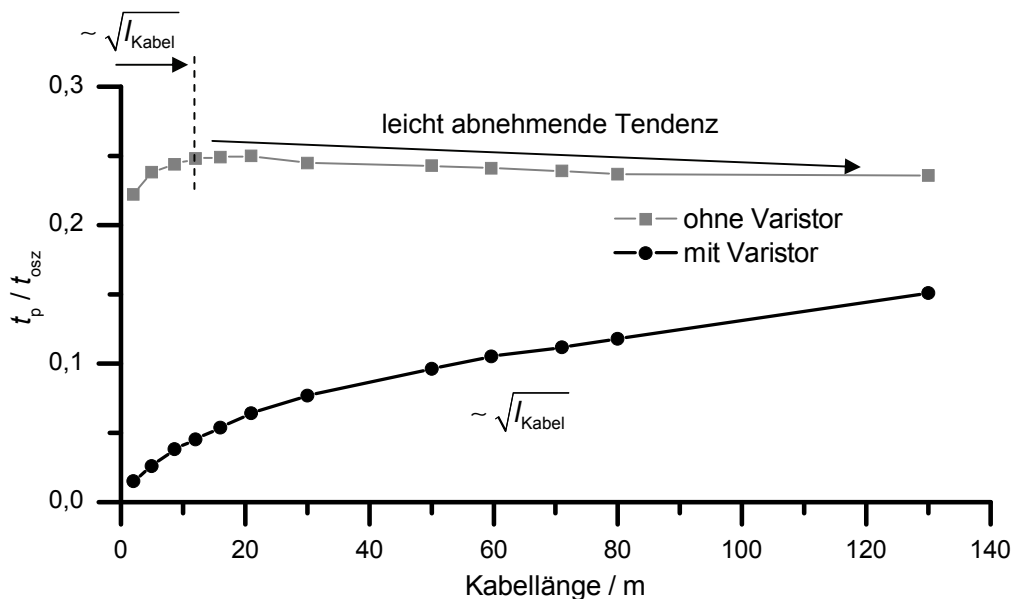


Abb. 6.8: Reziprokes Verhältnis aus Kabellaufzeit und Periodendauer der Schwingung abhängig von der Kabellänge, Versuchsstand 1, Kabel 3, Prüfling 1

Zusätzlich wurde noch die Periodendauer der Schwingung abhängig von der Kabellänge mit untersucht, um den in (6.5) erläuterten Zusammenhang zu verifizieren. Dabei wird in Abb. 6.8 die Periodendauer der Schwingung reziprok auf die Kabellaufzeit t_p bezogen.

Mit Varistor steigt das Verhältnis aus Laufzeit zu Periodendauer nach (6.5) proportional zur Wurzel der Kabellänge. Ohne Varistor liegt das Verhältnis oberhalb der kritischen Länge in der Nähe des theoretischen Wertes 0,25, wobei bei längeren Kabeln das Verhältnis kleiner wird bzw. die Periodendauer der Schwingung größer wird; die Motorkapazität schließt das Kabel leicht kapazitiv ab, und es kommt zu den Aufladevorgängen nach (6.4) und (6.5); wegen der vergleichsweise geringen Motorkapazität ($C_{\text{Motor}} < 1 \text{ nF}$, nach [Ber 98]) ist dieses Verhalten hier allerdings deutlich weniger ausgeprägt als bei Antrieben großer Leistung. Somit besitzt die reflektierte Spannung eine minimale Zeitabhängigkeit, die zu der Verlängerung der Periodendauer führt. Unterhalb der kritischen Länge ist das Verhältnis ebenfalls abhängig von der Wurzel der Kabellänge, da es sich hier um ein elektrisch kurzes Kabel handelt und sich dem entsprechend keine Wanderwelle, sondern eine Resonanzschwingung ausbildet, deren Resonanzfrequenz abhängig von der Wurzel der Induktivität und somit in solcher Weise abhängig von der Kabellänge ist. Abb. 6.9 zeigt den gemessenen Betrag der Impedanz des Leitungsabschlusses mit und ohne Varistor. Danach ist für Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz f_r das Verhalten der Impedanz ohmsch-induktiv, für $f = f_r$ ist das Verhalten rein ohmsch und für $f > f_r$ ist das Verhalten kapazitiv. Nach Kaufhold ist für elektrisch kurze Kabel das Verhalten der Impedanz überwiegend kapazitiv, und es liegt der oben angesprochene LC-Schwingkreis vor. Beim Vergleich der beiden Impedanzgänge in Abb. 6.9 fällt auf, dass die Resonanzfrequenz sich durch die Kapazität des Varistors zu kleineren Frequenzen hin verschiebt, so dass die angesprochene LC-Schwingung auch bei längeren Kabeln auftritt, was ebenfalls erklärt, warum die Periodendauer der Schwingung mit Varistor auch für lange Kabel nicht konstant ist, sondern mit der Wurzel der Kabellänge steigt.

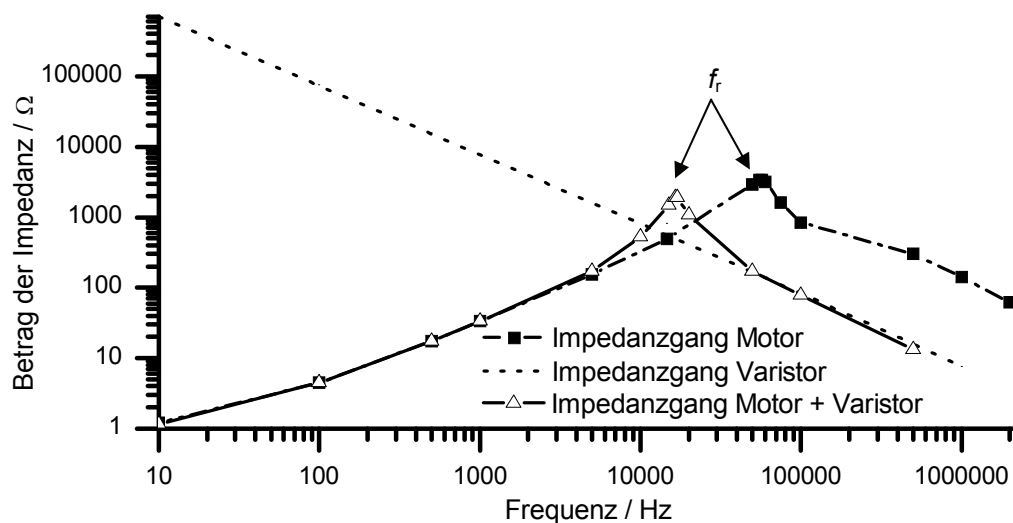


Abb. 6.9: Gemessene Impedanzgänge von Motor VEM (Sternschaltung) und Varistor Prüfling 1

6.3 Messen der resistiven Komponente bei Umrichterbetrieb

Bislang wurde angenommen, dass die resistive Stromkomponente dem Strom im Spannungsmaximum entspricht, was für die Betrachtung im Leckstrombereich bei 50-Hz-Wechselspannung mit Sicherheit auch eine hinreichend genaue Annäherung bedeutet. Wie in Abb. 6.4 zu erkennen ist, fließt resistiver Strom nicht nur unmittelbar im Spannungsmaximum, sondern vielmehr in einem Zeitintervall, in dem das Spannungsmaximum liegt. Um nun den genauen Verlauf des resistiven Stroms durch den Varistor bestimmen zu können, muss der kapazitive Anteil kompensiert werden, was in der Regel durch eine Kapazität geschieht, die der Varistorkapazität gleich ist. Die Kompensationsschaltung sieht dabei vor, dem Varistor eine Kapazität parallel zu schalten, wobei sowohl der Strom durch den Varistor als auch der Strom durch die Kapazität gemessen werden. Wenn der Wert der Kompensationskapazität der Varistorkapazität entspricht, fließt durch sie genau der kapazitive Varistorstrom, welcher dann vom Varistorgesamtstrom subtrahiert wird, um als Ergebnis den resistiven Varistorstrom übrig zu behalten [CHei 98], [Nai 87].

Allerdings ist es häufig nicht ausreichend, eine gewöhnliche Kapazität zur Kompensation zu verwenden, da die Varistorkapazität selber noch von der anliegenden Spannung abhängt [Hin 89]. Eine besonders gute Möglichkeit der kapazitiven Kompensation liegt in der Kompensation mit der Varistoreigenkapazität. Dabei wird einem Varistor eine Schaltung aus vier baugleichen Varistoren parallel geschaltet, wobei die vier Varistoren so verschaltet werden, dass zwei in Reihe und zwei parallel geschaltet werden, so dass die Kapazität die gleiche ist, wie bei einem einzelnen Varistor, die Restspannung jedoch die doppelte ist [Ro 09b].

$$C = (C_{\text{Var}} \parallel C_{\text{Var}}) + (C_{\text{Var}} \parallel C_{\text{Var}}) = C_{\text{Var}} \quad (6.7)$$

$$U = (U_{\text{Var}} \parallel U_{\text{Var}}) + (U_{\text{Var}} \parallel U_{\text{Var}}) = 2 \cdot U_{\text{Var}} \quad (6.8)$$

Auf diese Weise fließt wegen der nach oben verschobenen Kennlinie durch die Anordnung aus vier Varistoren nur kapazitiver Strom, der wegen der gleichen Kapazität aber genau dem entspricht, der durch den einzelnen Varistor fließt ($i_{\text{kap},4} = i_{\text{kap},1}$). Es sei erwähnt, dass diese Kompensationsmethode natürlich auch noch nicht perfekt ist, da die beiden Varistoranordnungen aus einem bzw. vier Varistoren unterschiedlich stark von der anliegenden Spannung gesteuert werden, so dass wegen der spannungsabhängigen Kapazität die wirksamen Kapazitäten immer noch nicht hundertprozentig gleich sind. Der resistive Strom durch die Anordnung aus vier Varistoren ist annähernd Null ($i_{\text{res},4} \approx 0$). Durch den einzelnen Varistor fließt aber wie

bei alleinigem Betrieb als Gesamtstrom die Summe aus kapazitivem und resistivem Strom.

$$i_{\text{ges},1} = i_{\text{res},1} + i_{\text{kap},1} \quad (6.9)$$

Durch nachträgliches Subtrahieren des kapazitiven Stroms durch die Anordnung aus vier Varistoren vom Gesamtstrom durch den einzelnen Varistor wird die resistive Komponente durch den einzelnen Varistor isoliert:

$$i_{\text{res},1} = i_{\text{ges},1} - i_{\text{kap},4} \quad (6.10)$$

Abb. 6.10 zeigt die prinzipielle Schaltung aus dem einzelnen und den vier Varistoren. In Abb. 6.11 sind die oszillografierten Teilströme $i_{\text{ges},1}$ und $i_{\text{ges},4}$ sowie der resultierende resistive Strom $i_{\text{res},1}$ gezeigt.

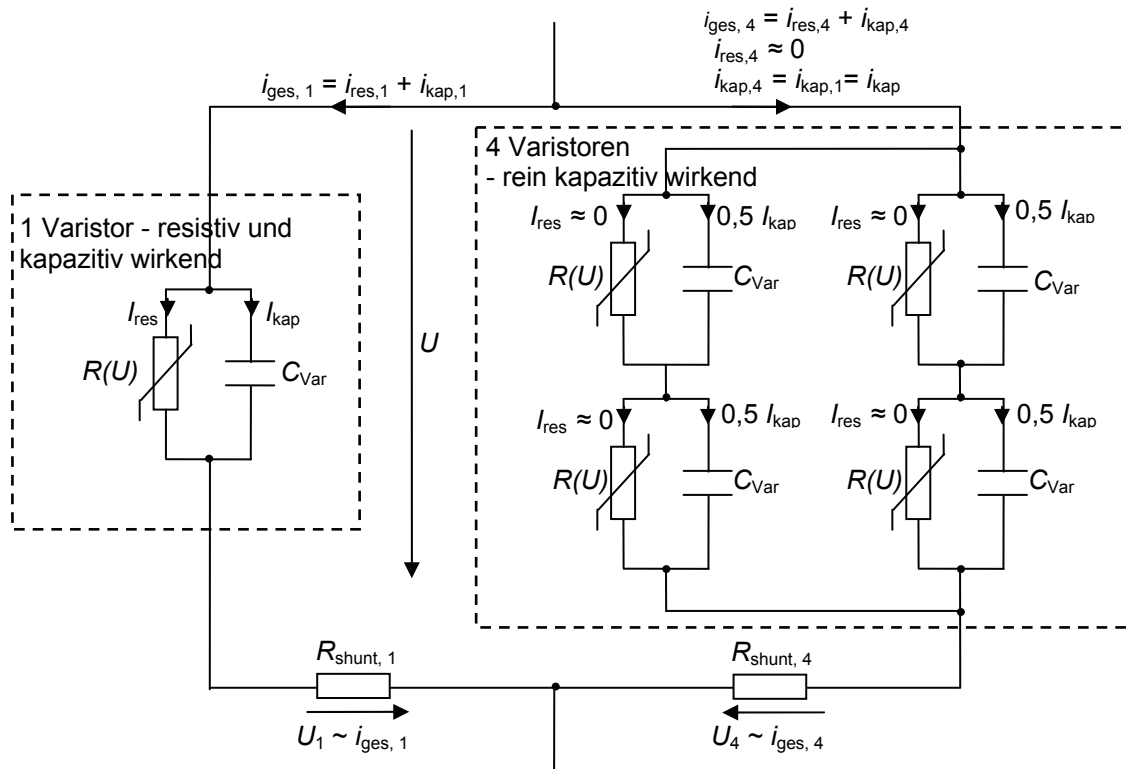


Abb. 6.10: Schaltbild zur kapazitiven Kompensation des Varistorstroms zur Ermittlung der resistiven Komponente

Trotz sehr kurzer Zuleitungen von nur wenigen Zentimetern ließen sich die Einschwingvorgänge bis etwa $t = -1 \mu\text{s}$ in Abb. 6.11 nicht vollständig vermeiden. Sie resultieren aus den Induktivitäten der Zuleitungen zu den Varistoren und den Varistorkapazitäten. Da der Strom während der Einschwingvorgänge aber ohnehin fast rein kapazitiv ist, ist er für die eigentliche Messung nicht von Belang. Der resistive Strom ist im Spannungsmaximum ebenfalls maximal, während der kapazitive Strom immer dort seinen Nulldurchgang hat, wo die Steigung der Spannung Null ist. Ab

ca. $3,5 \mu\text{s}$ ist der Wert der Spannung so weit gefallen, dass kein resistiver Strom mehr durch den Varistor fließt, so dass der Gesamtstrom deckungsgleich mit dem kapazitiven Strom ist. Interessanter Weise beginnt der resistive Stromfluss bei einer geringeren Spannung als er endet bzw. der resistive Strom ist unterschiedlich in positiver und negativer Flanke der Spannung, wobei der Wert bei positiver Steigung größer ist; der Varistor besitzt demnach eine Hysterese in seiner resistiven Komponente. Das deckt sich mit den Messungen bei Wechselspannung [CHei 01] und ist einer der Gründe, weswegen das Ersatzschaltbild aus Abb. 3.2 eine Vereinfachung darstellt. Insgesamt fließt resistiver Strom im hier gezeigten Fall für ca. $3,75 \mu\text{s}$, was bedeutet, dass nur in dieser Zeit Verlustleistung im Varistor in Wärme umgesetzt werden muss.

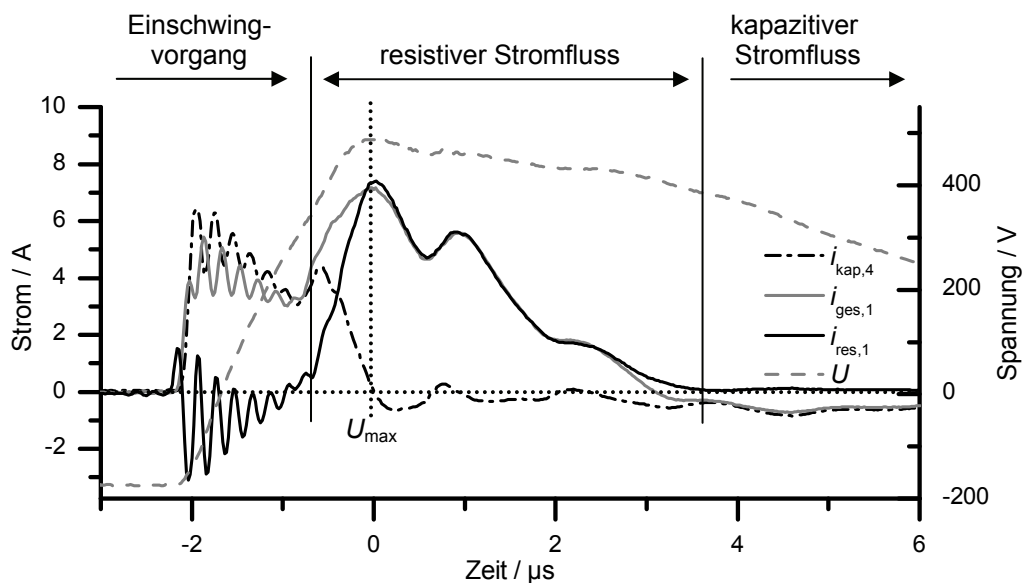


Abb. 6.11: Oszillogramm zur Kompensationsschaltung mit Spannung, Gesamtstrom durch einzelnen Varistor, kapazitivem Strom durch Anordnung aus vier Varistoren und kompensiertem resistivem Strom durch einzelnen Varistor

Da die Leiter-Erde-Spannung ohne Varistor allerdings nicht bei jedem Spannungsimpuls den gleichen Maximalwert erreicht (vgl. Abb. 2.3 und 2.4), variieren auch die Länge und die Höhe des resistiven Stroms bei jedem Spannungsimpuls. Daher hat der Varistor bei jedem Spannungsimpuls unterschiedlich viel Spannung „wegzuschneiden“, wodurch trotz konstanter Spannungshöhe mit Varistor unterschiedlich viel Energie bei jedem Spannungsimpuls in den Varistor eingebracht wird. Wegen genau dieser unterschiedlichen Energieeinträge wird für die Verlustleistungsmessung ein Intervall von mehreren Hundert Mikrosekunden ausgewertet, um die durchschnittliche Verlustleistung im Varistor zu erhalten.

7 Spezielles Betriebsverhalten von Varistoren beim Einsatz in umrichter gespeisten Antrieben

Nach Klärung des generellen Betriebsverhaltens von Varistoren in dem neuen Einsatzgebiet in Bezug auf die Verschaltung der Varistoren und die sich einstellende Kurvenform der Varistorspannung und des Varistorstroms bei Begrenzung der Überspannung soll nun auf das spezielle Betriebsverhalten eingegangen werden. In das spezielle Betriebsverhalten werden Sekundäreinflüsse wie Temperatur, Systemkonfiguration sowie die Betrachtung verschiedener Varistormaterialien mit einbezogen. Aus der Analyse aller maßgeblichen Einflüsse lassen sich dann grundsätzliche Dimensionierungsregeln formulieren, nach denen das Betriebsverhalten des Varistors an den jeweils speziellen Anwendungsfall angepasst werden kann. Im vorliegenden Kapitel werden mögliche Alterungseffekte noch nicht berücksichtigt, so dass sich alle Ergebnisse auf Varistoren beziehen, deren Kennlinie sich im laufenden Betrieb nicht ändert.

7.1 Einfluss der Systemkonfiguration auf das Betriebsverhalten der Varistoren

7.1.1 Einfluss der Zwischenkreisspannung bzw. der Restspannung

Die auftretenden Überspannungen an der Maschine hängen in einer gegebenen Systemkonfiguration unmittelbar von der Höhe der Zwischenkreisspannung ab. Die Zwischenkreisspannung selber ist wiederum an die Höhe der Netzspannung gekoppelt (2.2). Des Weiteren hängt sie von der Belastung des Umrichters und vom Betriebszustand der Maschine ab, wobei die Spannung mit steigender Ausgangsleistung leicht einbricht [Ber 98]. Ein umgekehrtes Bild ergibt sich bei sehr steilen Beschleunigungs- und Bremsrampen: Wird die Maschine sehr schnell auf ihre Solldrehzahl gebracht, so erkennt die umrichterinterne Regelung oft zu spät die erreichte Drehzahl und die Maschine wird auf eine zu hohe Drehzahl beschleunigt, weswegen sie abrupt wieder abgebremst werden muss; auf diese Weise arbeitet die Maschine für kurze Zeit im Bremsbetrieb und die Zwischenkreisspannung steigt auf bis zu 30 % höhere Werte, wie in Abb. 7.1 gezeigt. Bei sehr schnellem Abbremsen muss die Rotationsenergie, die in der Maschine steckt, abrupt abgebaut werden, was entweder über Bremswiderstände oder durch Netzzurückspeisung geschehen kann. Außerdem besteht die Möglichkeit, die Energie in einem begrenzten Maß in den Zwischenkreis zurückzuspeisen, was ebenso zu einer temporären

Spannungsanhebung von bis zu 30 % führt. Im generatorischen Betrieb bzw. im Bremsbetrieb liegt dauerhaft eine erhöhte Zwischenkreisspannung vor. In der Praxis kommen solche Szenarien z. B. bei einem herabfahrenden Aufzug oder einem Kran vor, der seine Last absenkt.

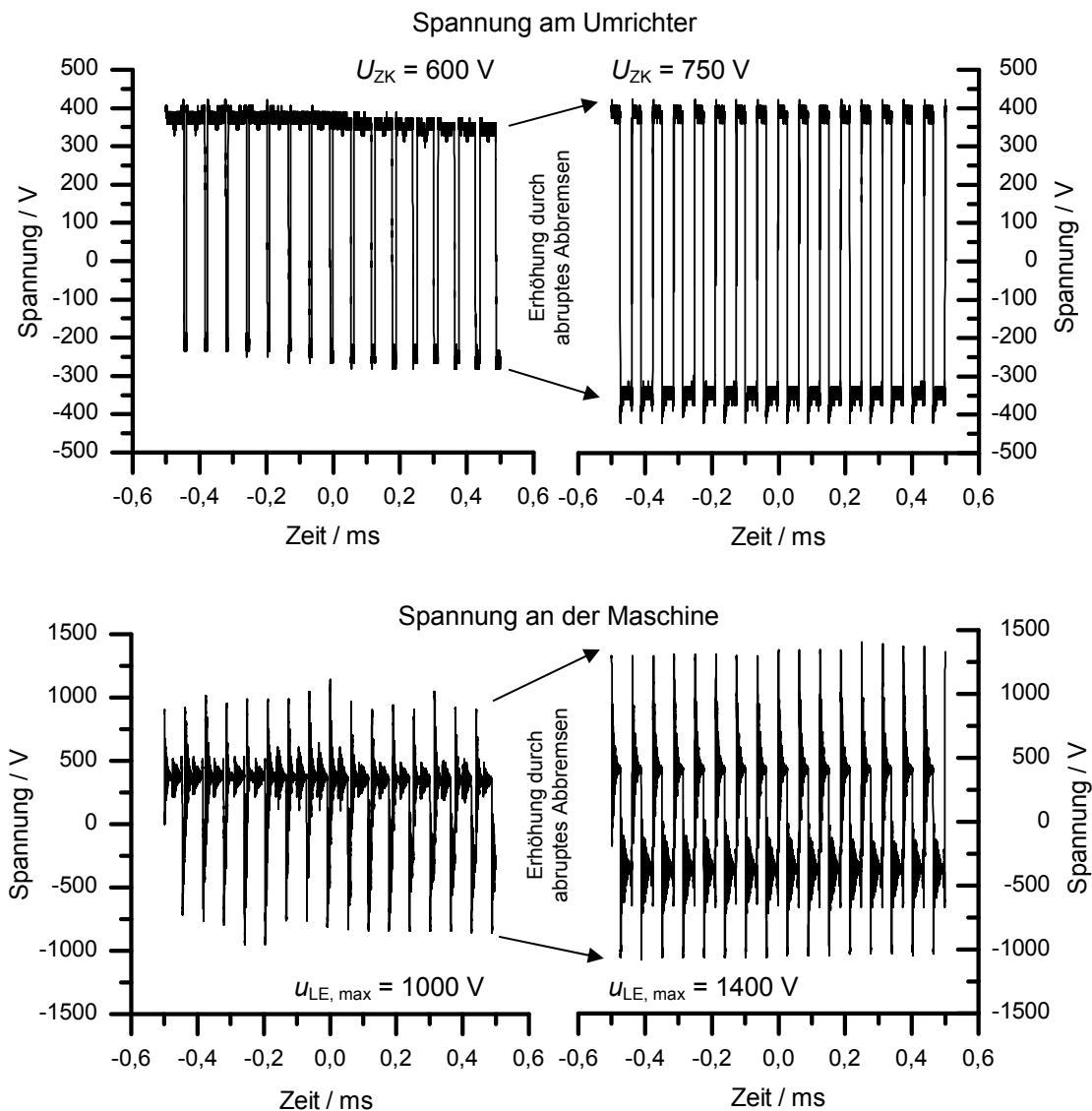


Abb. 7.1: Leiter-Erde-Spannung an Umrichter und Maschine bei normalem Betrieb (links) und bei erhöhter Zwischenkreisspannung in Folge einer steilen Bremsrampe (rechts)

Alle angesprochenen Änderungen der Zwischenkreisspannung haben eine entsprechende Änderung der Spannung an der Maschine zur Folge (2.14), wodurch die Isolation entweder stärker oder schwächer temporär belastet wird. Abb. 7.2 und Abb. 7.3 zeigen, wie die Spannung der verschiedenen Varistortypen 1 und 4 durch eine Änderung der Zwischenkreisspannung beeinflusst wird. Zu diesem Zweck wurde mittels des eingangsseitigen Stelltransformators (vgl. Abb. 5.4) in Versuchsstand 1 die Zwischenkreisspannung zwischen 400 V und 700 V in 50-V-Schritten erhöht und

Varistorspannung und –strom oszillographiert. In Abb. 7.2 erhöht sich die maximale Varistorspannung nur um etwa 50 V bei einer Steigerung von U_{ZK} von 400 V auf 700 V: Dadurch, dass der Varistor im Bereich großer Nichtlinearität betrieben wird, ändert sich die Spannung nur geringfügig abhängig vom eingprägten Strom. Die Änderung des resistiven Stroms im Spannungsmaximum ist hingegen sehr deutlich mit $i_{res}(U_{ZK} = 400 \text{ V}) = 4 \text{ A}$ bzw. $i_{res}(U_{ZK} = 700 \text{ V}) = 10 \text{ A}$. Entsprechend steigt auch die Verlustleistungsaufnahme bei erhöhter Zwischenkreisspannung, was wiederum zu einer höheren thermischen Belastung des Varistors führt.

Varistortyp 4 in Abb. 7.3 ist bei einer Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 400 \text{ V}$ im Gegensatz zu Varistortyp 1 in Abb. 7.2 überhaupt noch nicht resistiv angesteuert ($i_{res}(U_{ZK} = 400 \text{ V}) = 0 \text{ A}$). Daher liegt der Arbeitspunkt bei höheren Zwischenkreisspannungen noch nicht im Bereich hoher Nichtlinearität, wodurch auch die Spannungssteigerung bei höheren eingprägten Strömen größer ist als in Abb. 7.2. Wegen der annähernd gleich großen Eigenkapazitätswerte von Varistortyp 1 und 4 sind die kapazitiven Ströme ebenfalls fast gleich.

Bei richtiger Dimensionierung und Wahl eines Varistormaterials mit größtmöglicher Nichtlinearität im interessierenden Arbeitsbereich ändert sich die Spannung an der Maschine also nur minimal trotz starker Änderung der Zwischenkreisspannung.

Bei Betrachtung der Maximalwerte der Varistorspannungen in Abb. 7.2 und Abb. 7.3 fällt auf, dass sich die Maxima mit größerer Zwischenkreisspannung nach links verschieben. Das wird wiederum mit der Aufladung der Varistorkapazität erklärt. Der Varistor wird entsprechend der Zeitkonstante nach (6.6) aufgeladen, wobei die treibende Spannung mit der Zwischenkreisspannung entsprechend steigt. Da der Varistor aber ab einer bestimmten Spannung entsprechend seiner U - I -Kennlinie begrenzt wird, wird die Spannung um so früher „abgeschnitten“, je größer die treibende Spannung ist, was das frühere Auftreten des Maximums begründet. Darüber hinaus kommt hier ein weiterer Effekt zum Tragen: Die Kapazität des Varistors ist abhängig von der Steilheit der Spannung [Bla 86], wobei sie bei steiler werdenden Vorgängen sinkt. Daher wird die Ladezeitkonstante nach (6.6) bei steileren Vorgängen kleiner und die Aufladung erfolgt schneller. Außerdem fällt auf, dass die Spannungswerte deutlich höher sind, als sie laut U - I -Kennlinie in Abb. 5.2 eigentlich sein sollten. Danach läge die Spannung bei einem Strom von 10 A für Varistortyp 1 bei etwa 470 V und für Varistortyp 4 bei etwa 630 V. Hier liegt sie für Varistortyp 1 allerdings bei 550 V und für Varistortyp 4 gar bei 750 V.

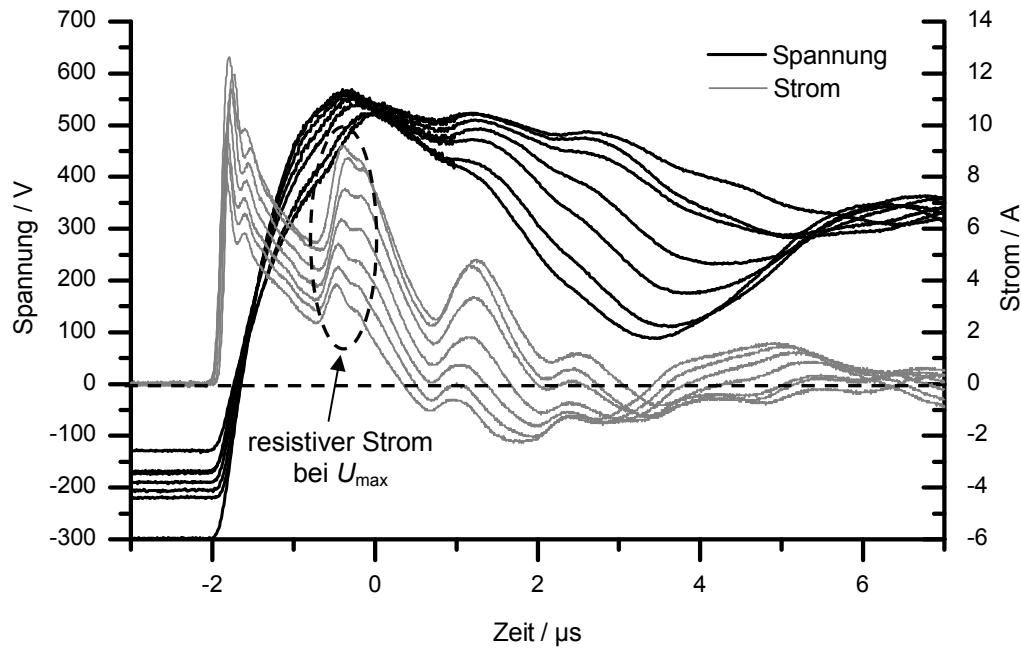


Abb. 7.2: Varistorspannung und –strom bei variiertem Zwischenkreisspannung zwischen $U_{ZK} = 400 \text{ V} \dots 700 \text{ V}$, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, Varistortyp 1

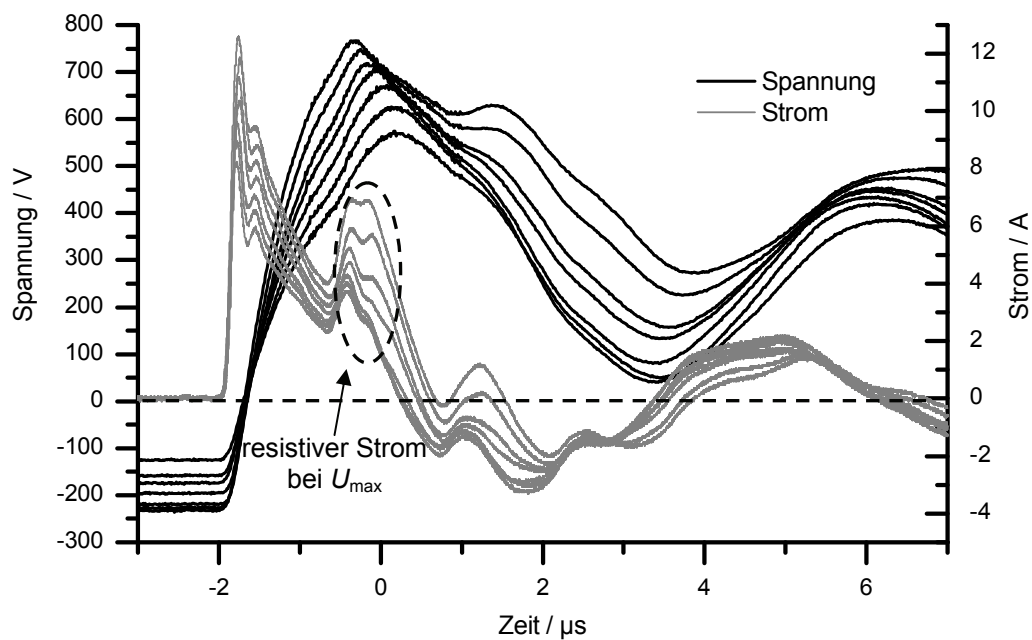


Abb. 7.3: Varistorspannung und –strom bei variiertem Zwischenkreisspannung zwischen $U_{ZK} = 400 \text{ V} \dots 700 \text{ V}$, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, Varistortyp 4

Insgesamt liegt die gemessene Spannung also etwa 20 % über den Werten, die man nach der U - I -Kennlinie der jeweiligen Varistoren erwarten würde. Es ist bekannt, dass bei besonders steilen Vorgängen, um die es sich bei dieser Anwendung handelt, die Restspannung 5 % ... 10 % (in Ausnahmefällen sogar 20 %) höhere Werte annehmen kann [Den 98], [Chi 94], [Norm 6]. In [Schmi 89] wird darüber berichtet, dass durch unterschiedliche Additive im Varistormaterial das Steilstoßverhalten weiter verändert

werden kann, so dass die Werte für verschiedene Varistortypen streuen können. Bereits in Kap. 5.4 wurde erwähnt, dass die Wechselspannungskennlinie häufig oberhalb der Gleichspannungskennlinie verlaufen kann; wegen der Polaritätswechsel der Umrichterimpulse liegt in der gegebenen Anwendung prinzipiell auch eine Wechselspannung mit der Pulsfrequenz des Umrichters vor. Die vergleichsweise hohe Frequenz bewirkt möglicherweise eine weitere Spannungserhöhung verglichen mit herkömmlichen AC-Kennlinien, die bei 50-Hz-Wechselspannung gemessen wurden. Die Abweichung der Spannungswerte von den Kennlinien in Abb. 5.2 wird also einerseits durch den steilen Spannungsanstieg und andererseits durch die Wechselspannung hoher Frequenz erklärt.

In den vorhergehenden Betrachtungen wurden ausschließlich Absolutwerte der Zwischenkreisspannung und der Varistorspannung betrachtet, um das grundsätzliche Betriebsverhalten deutlich zu machen. Beim Vergleich des Betriebsverhaltens von Varistoren verschiedener Materialien ist es jedoch zweckmäßig, normierte Werte miteinander zu vergleichen, da die Kennlinien z. T. unterschiedliche Verläufe haben bzw. die hier untersuchten Varistoren unterschiedliche Restspannungen haben. Daher werden für viele der folgenden Betrachtungen und Analysen die beiden Parameter k_K und k_S eingeführt. k_K ist ein reiner Materialparameter und stellt das Verhältnis aus 10-kA-Restspannung des Varistors zur eingestellten Zwischenkreisspannung dar und beinhaltet einen **Kennliniepunkt** des verwendeten Varistors; je höher die 10-kA-Restspannung bzw. je geringer die Zwischenkreisspannung ist, desto größer ist k_K und desto geringer ist die Belastung für den Varistor. k_S ist das Verhältnis aus dem maximalem Spannungsunterschied ΔU (vgl. Abb. 2.17) zur Zwischenkreisspannung, und ist somit ein Parameter für den **Schutzpegel** des Varistors. Für $k_S = 1$ sind Zwischenkreisspannung und Varistorspannung gleich, und es gibt überhaupt kein Überspringen mehr in der Spannung an der Maschine. Für $k_S \rightarrow (1 + r_u)$ entspricht die Spannung am Varistor der maximal möglichen reflektierten Spannung und der Varistor arbeitet rein kapazitiv. Je kleiner k_S also ist, desto besser schützt der Varistor und desto höher ist aber auch der Leistungsumsatz im Varistor.

$$k_K = U_{10\text{ kA}} / U_{ZK} \quad (7.1)$$

$$k_S = \Delta U / U_{ZK} \quad (7.2)$$

Durch die Einführung der Parameter k_K und k_S ist es möglich, über die Variation der Zwischenkreisspannung für Varistoren mit verschiedenen Restspannungen gleiche Belastungen im Betrieb herzustellen, wodurch die Vergleichbarkeit der Ergebnisse deutlich verbessert wird. Im eigentlichen Betrieb gibt natürlich das Antriebssystem den

Wert für die Zwischenkreisspannung vor, und k_K wird konstruktionsbedingt über die 10-kA-Restspannung eingestellt. Für die hier betriebenen Grundsatzuntersuchungen ist es allerdings deutlich einfacher, bei vorgegebener Varistorkennlinie die Zwischenkreisspannung zu variieren und so das System auf den Varistor einzustellen und nicht umgekehrt.

Abb. 7.4 zeigt k_K aufgetragen über k_S für verschiedene Varistoren. Die Zwischenkreisspannung wurde auch hier variiert zwischen $U_{ZK} = 400\text{ V}$ und 700 V . Für kleine k_S ist der Zusammenhang zwischen k_K und k_S annähernd linear, da bei resistiver Aussteuerung des Varistors seine Spannung nahezu unabhängig von der eingestellten Zwischenkreisspannung ist (vgl. Abb. 7.2 und Abb. 7.3); daher ändern sich k_K und k_S gleichermaßen mit der Änderung der Zwischenkreisspannung. Für $k_S \rightarrow (1 + r_u)$ bzw. für große k_K wird der Varistor nicht mehr resistiv angesteuert, und es gilt $k_S \approx (1 + r_u) = \text{konst.}$

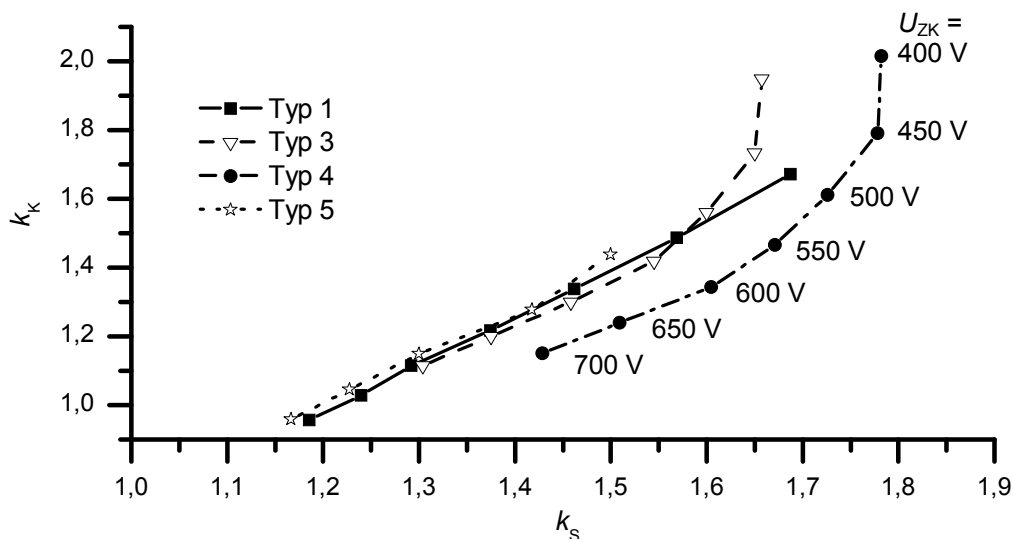


Abb. 7.4: Gemessene Parameter k_K abhängig von k_S für verschiedene Varistortypen bei variiert Zwischenkreisspannung, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6

Abb. 7.4 zeigt, dass die Kennlinienverläufe der Varistortypen 1, 3 und 5 sehr ähnlich und damit die Zusammenhänge zwischen k_K und k_S nahezu gleich sind. Varistortyp 3 besitzt im Gegensatz zu den Typen 1 und 5 eine fast doppelt so große Kapazität, wodurch die Anstiegszeit der Spannung größer und die Reflexion entsprechend kleiner ist. Daher läuft k_S bereits für kleinere k_K gegen seinen Maximalwert verglichen mit den Varistortypen 1 und 5. Bei Varistortyp 4 ist für gleiche k_K der Schutzpegelparameter k_S größer verglichen mit den anderen Varistortypen, wonach der Schutzpegel höher (also schlechter) ist. Anders gesagt ist die Belastung und somit der Verlustleistungsumsatz des Varistortyps 4 bei gleicher Zwischenkreisspannung geringer als bei den anderen Varistortypen. Verglichen mit den Betrachtungen in Kap. 3.2, wo auf den Schaltstoß-

und Blitzstoßschutzpegel von Ableitern eingegangen wurde, wird an dieser Stelle der Parameter $U_{p\text{ inv}}$ eingeführt, der dem Schutzpegel des Varistors beim Betrieb am Frequenzumrichter entspricht. $U_{p\text{ inv}}$ wird in der Regel im Bereich der größten Nichtlinearität auf der U - I -Kennlinie des Varistors liegen und je nach Systemkonfiguration (Kabelimpedanz) die Spannung bei Strömen zwischen 1 A und 10 A repräsentieren.

7.1.2 Einfluss der Kabelimpedanz

In Kap. 6.1 wurde bereits erläutert, welchen Einfluss die Impedanz des Verbindungskabels auf die Spannungsreflexion und auf die Kurvenform der Spannung an der Maschine hat. An dieser Stelle wird nun näher darauf eingegangen, inwiefern die Kabelimpedanz bzw. der Kabeltyp sich auf die Varistorspannungsamplitude bzw. die Belastung des Varistors auswirkt.

Dazu wurde zunächst einmal detailliert untersucht, welche Überspannungen und Spannungsteilheiten sich ohne Varistor beim Einsatz von verschiedenen Kabeltypen ergeben. Bei Variation der Zwischenkreisspannung von $U_{ZK} = 400$ V bis 700 V wurden in den beiden Versuchsständen 1 und 2 verschiedene Verbindungskabel verwendet und die reflektierte Spannung in Abb. 7.5 nach Amplitude und Spannungsteilheit ausgewertet. Die minimale Anstiegszeit der Umrichterspannung ist mit 120 ns in Versuchsstand 1 deutlich geringer als mit 300 ns in Versuchsstand 2, was Auswirkungen sowohl auf die Reflexion als auch auf die maximale Steilheit hat. Nach (2.34) und (2.35) errechnen sich die kritischen Längen der untersuchten Kabeltypen zu den Werten in Tabelle 7.1.

Tabelle 7.1: Kritische Längen der verwendeten Kabeltypen in den Versuchsständen 1 und 2

| Kabeltyp | Länge | $2 t_p$ bei $v_p = 150 \text{ m}/\mu\text{s}$ | l_{krit} | |
|----------|-------|--|-------------------|-----------------|
| | | | Versuchsstand 1 | Versuchsstand 2 |
| 1 | 22 m | 292 ns | 11,25 m | 26,25 m |
| 2 | 21 m | 280 ns | | |
| 5 | 45 m | 600 ns | | |
| 6 | 98 m | 1306 ns | | |

Demnach ist die Länge der Kabeltypen 1 und 2 in Versuchsstand 2 kürzer als die kritische Länge, so dass es nicht zur maximalen Spannungserhöhung kommen kann ($k_s < 1 + r_u$), was in Abb. 7.5 klar zu erkennen ist. Wegen der kürzeren Anstiegszeit des Umrichters in Versuchsstand 1 ist die kritische Länge hier kürzer, und es kommt bei allen verwendeten Kabeltypen zur größtmöglichen Reflexion ($k_s \approx 1 + r_u$). In Abb. 7.5

links ist außerdem zu erkennen, dass k_s für den geschirmten Kabeltyp 1 wegen der geringeren Impedanz größer ist als für die übrigen ungeschirmten Kabeltypen. Darüber hinaus ist die maximale Steilheit der Spannung bei geschirmten Kabeln grundsätzlich größer als bei ungeschirmten Kabeln, wobei die Steilheit mit höherer Zwischenkreisspannung größer wird, k_s jedoch leicht abnimmt. Die größere Steilheit bei höherer Zwischenkreisspannung begründet sich dadurch, dass die Anstiegszeit der Spannungsimpulse grundsätzlich für alle Zwischenkreisspannungen gleich ist, da sie maßgeblich durch die Schaltgeschwindigkeit der Halbleiterbauelemente bestimmt wird.

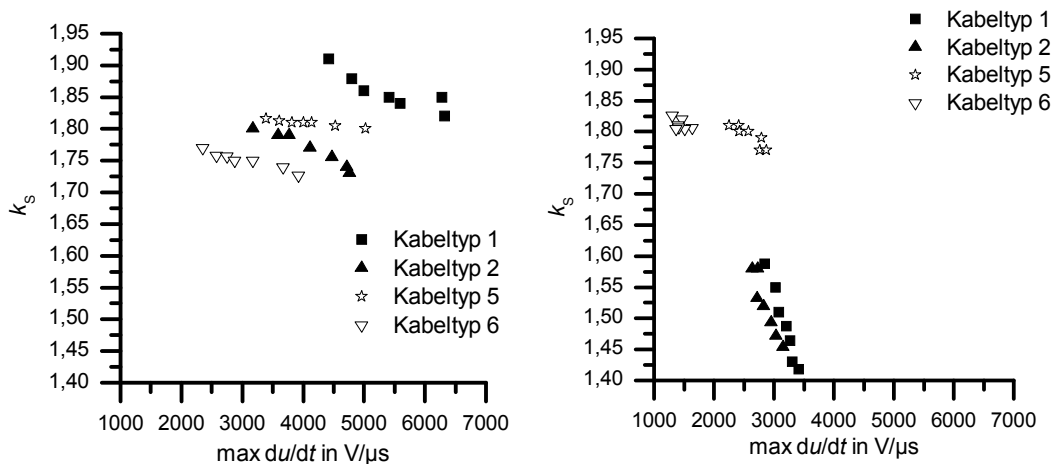


Abb. 7.5: Gemessene Werte für k_s in Abhängigkeit der maximalen Spannungsteilheit ohne Varistor, links Versuchszustand 1, rechts Versuchszustand 2

Bei gleicher Anstiegszeit und höherer Spannung ist die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit entsprechend größer, wobei die Spannung am Kabelende in etwa die doppelte Steilheit der Spannung am Kabelanfang besitzt. Durch die höhere Steilheit ist die durch den Skineffekt bedingte Dämpfung der Welle auf dem Kabel höher und die relative Amplitude am Kabelende wird kleiner.

Die Werte für k_s und die maximale Steilheit in Abb. 7.5 ergeben sich, wenn man keinerlei Maßnahme zur Spannungsbegrenzung an der Maschine trifft. Bei Verwendung der Varistortypen 1 und 4 ergeben sich die Verhältnisse in den Abb. 7.6 bis Abb. 7.9. Wie bereits in Abb. 7.4 gezeigt, haben die Varistortypen 1, 3 und 5 ein sehr ähnliches Betriebsverhalten, so dass für die folgenden Betrachtungen repräsentativ nur Varistortyp 1 ausgewertet wird. Varistortyp 4 besitzt ein anderes Verhalten als die restlichen und wird daher auch mit ausgewertet.

In den Abb. 7.6 bis Abb. 7.9 ist deutlich zu erkennen, dass verschiedene Kabeltypen ein unterschiedliches Betriebsverhalten und so auch verschiedene Belastungen der

Varistoren zur Folge haben. So ist k_S bei gleichem k_K für ein langes ungeschirmtes Kabel viel kleiner als für ein kurzes geschirmtes Kabel. Gleiches k_K bedeutet bei gleicher Zwischenkreisspannung gleiche Restspannung – mit anderen Worten ist bei Kabeltyp 6 bei Verwendung des gleichen Varistors die Varistorspannung und somit die Überspannung an der Maschine etwa 30 % geringer als bei Kabeltyp 1 oder 7. Im Umkehrschluss muss bei den Kabeltypen 1 oder 7 ein Varistor mit geringerer Restspannung verwendet werden, um den gleichen Schutzpegel wie bei Kabeltyp 6 zu erreichen. Durch die geringere Restspannung ist aber die Belastung für den Varistor größer. Ähnlich verhält es sich mit den Steilheiten – die Spannungsteilheit ist ebenfalls für Kabeltyp 6 viel kleiner als für Kabeltyp 1 oder 7.

Die Unterschiede in Steilheit und Amplitude bzw. im Schutzpegel werden durch die unterschiedlichen Impedanzen der Kabel erklärt. In der vorliegenden Betriebsart werden Ströme in den Varistor eingepreßt, nach denen sich die Spannung entsprechend der U - I -Kennlinie des Varistors einstellt. Je geringer die Kabelimpedanz ist, desto höher ist der eingepreßte Strom. Ein höherer Strom sorgt aber auch für eine höhere Spannung und so für mehr Leistungsumsatz im Varistor. Die Länge des Kabels spielt bei der sich einstellenden Spannung ebenso eine Rolle, weil die Spannungswelle bei einem längeren Kabel stärker gedämpft wird (vgl. Kabeltypen 5 und 6 in Abb. 7.6 bis Abb. 7.9).

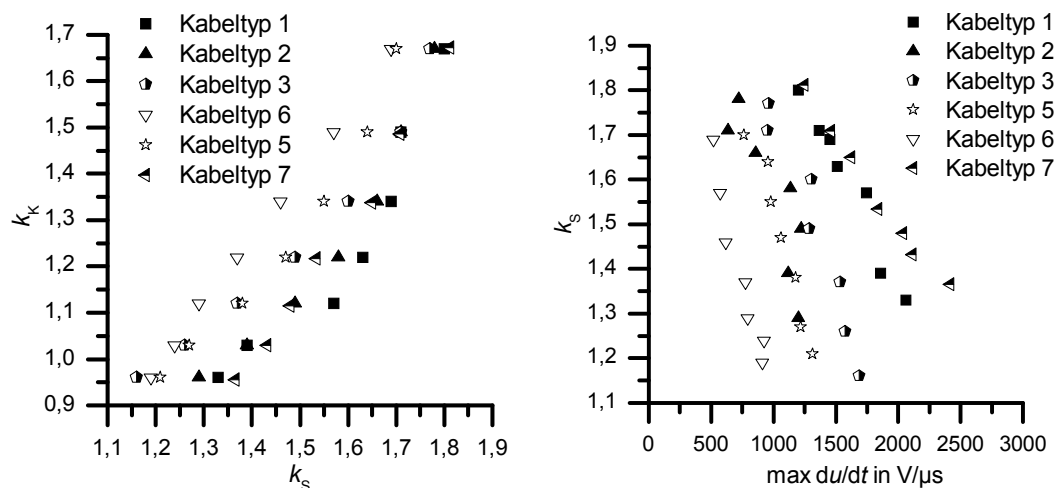


Abb. 7.6: Gemessene Werte von k_K in Abhängigkeit von k_S (links) und k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungsteilheit (rechts) für verschiedene Kabeltypen, Varistortyp 1, Versuchsstand 1

Die unterschiedlichen Schaltzeiten der Umrichter in Versuchsstand 1 und 2 führen auch beim Einsatz von Varistoren zu unterschiedlichen Belastungen und Spannungsteilheiten. Der Schutzpegelparameter k_S ist bei gleichem k_K in

Versuchsstand 2 grundsätzlich geringer als in Versuchsstand 1, und außerdem ist die kabelbedingte Streuung der Werte in Abb. 7.7 bei weitem nicht so groß wie in Abb. 7.6.

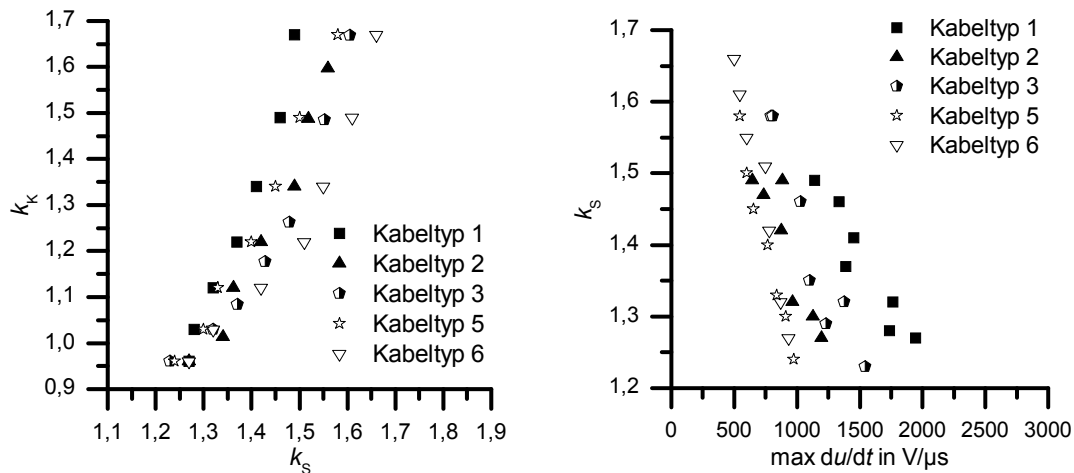


Abb. 7.7: Gemessene Werte für k_K in Abhängigkeit von k_S (links) und k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungssteilheit (rechts) für verschiedene Kabeltypen, Varistortyp 1, Versuchsstand 2

Insgesamt stellt also ein Kabel mit einer Länge geringfügig über der kritischen Länge und einer niedrigen Impedanz wegen größtmöglicher Reflexion und Steilheit die größte Belastung für Varistor und Maschinenisolation dar. Ferner wird die Belastung noch durch die Anstiegszeit der Spannung am Umrichter beeinflusst, wobei eine längere Anstiegszeit eine geringere Belastung für die Varistoren und auch für die Maschinenisolation darstellt [Ro 09a].

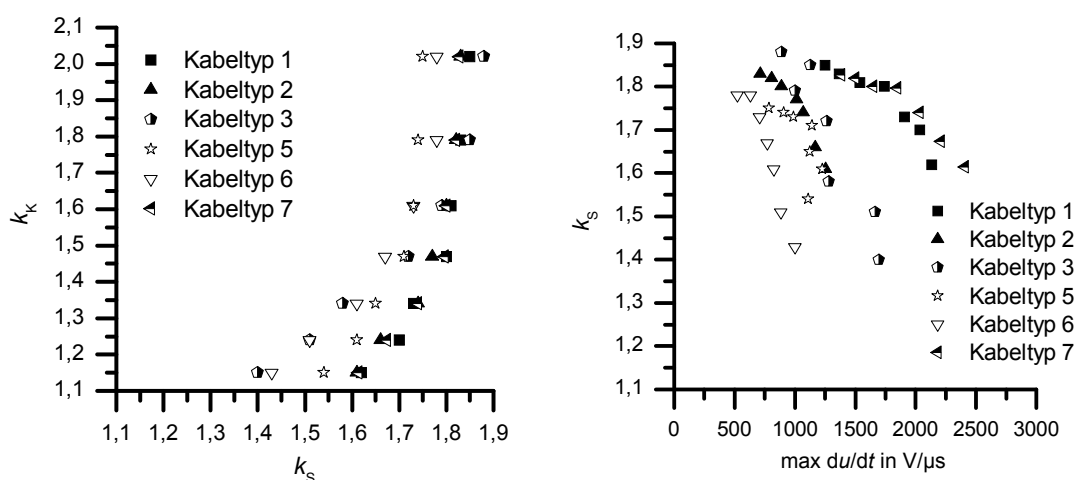


Abb. 7.8: Gemessene Werte für k_K in Abhängigkeit von k_S (links) und k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungssteilheit (rechts) für verschiedene Kabeltypen, Varistortyp 4, Versuchsstand 1

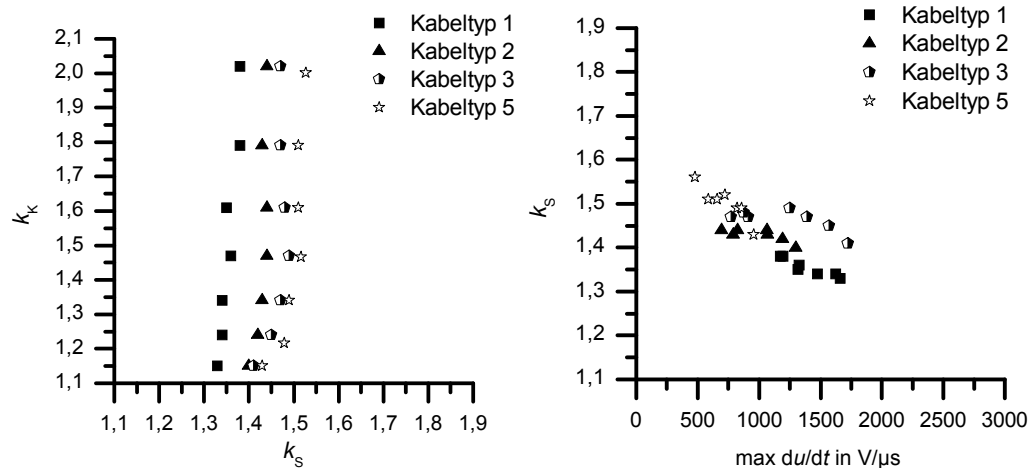


Abb. 7.9: Gemessene Werte für k_K in Abhängigkeit von k_S (links) und k_S in Abhängigkeit der maximalen Spannungsteilheit (rechts) für verschiedene Kabeltypen, Varistortyp 4, Versuchsstand 2

Abb. 7.6, Abb. 7.7 und Abb. 7.8, Abb. 7.9 zeigen miteinander verglichen die unterschiedlichen Betriebszustände für die beiden Varistortypen 1 und 4. Die in Abb. 7.4 erklärten Zusammenhänge für k_K und k_S finden sich hier wieder: Die höhere Restspannung hat zur Folge, dass Varistortyp 4 in Versuchsstand 2 fast gar nicht mehr resistiv angesteuert wird, was am konstanten k_S bei verändertem k_K zu erkennen ist (s. Abb. 7.9). In Abb. 7.8 ist das Mischverhalten zwischen konstantem k_S bzw. linearer Abhängigkeit zwischen k_K und k_S wiederzuerkennen. Beim Vergleich beider Varistortypen in beiden Versuchsständen ist die Spannungsteilheit wegen der ähnlichen Kapazität in den verschiedenen Versuchsständen bei den unterschiedlichen Varistortypen gleich, wobei die Steilheit in Versuchsstand 2 wegen der längeren Anstiegszeit grundsätzlich geringer ausfällt als in Versuchsstand 1.

Bereits in Kap. 2.1.2 wurde detailliert erläutert, dass bei vieradrigen Motorzuleitungen wegen der unterschiedlichen Abstände der Adern im Kabel eigentlich zwei Wellenwiderstände berücksichtigt werden müssen (vgl. Abb. 2.7). Des Weiteren wurde erwähnt, dass für alle Messungen die Überspannungen berücksichtigt werden, die sich für die beiden Phasen mit niedrigerem Wellenwiderstand ergeben, da diese die größte Belastung für Isolation und Varistoren darstellen. An dieser Stelle soll einmal gezeigt werden, wie groß der Einfluss der verschiedenen großen Wellenwiderstände im Kabel auf das Betriebsverhalten der Varistoren ist.

Abb. 7.10 zeigt ein Oszillogramm, in dem Varistorspannung und –strom in allen drei Phasen übereinander gelegt sind, um Werte direkt miteinander vergleichen zu können. Dabei sind die Kurven von Spannung und Strom in den beiden Phasen mit dem

Wellenwiderstand Z_1 annähernd deckungsgleich, wobei sowohl die maximale Spannung als auch der maximale resistive Strom größer sind als in der Phase mit dem Wellenwiderstand Z_2 .

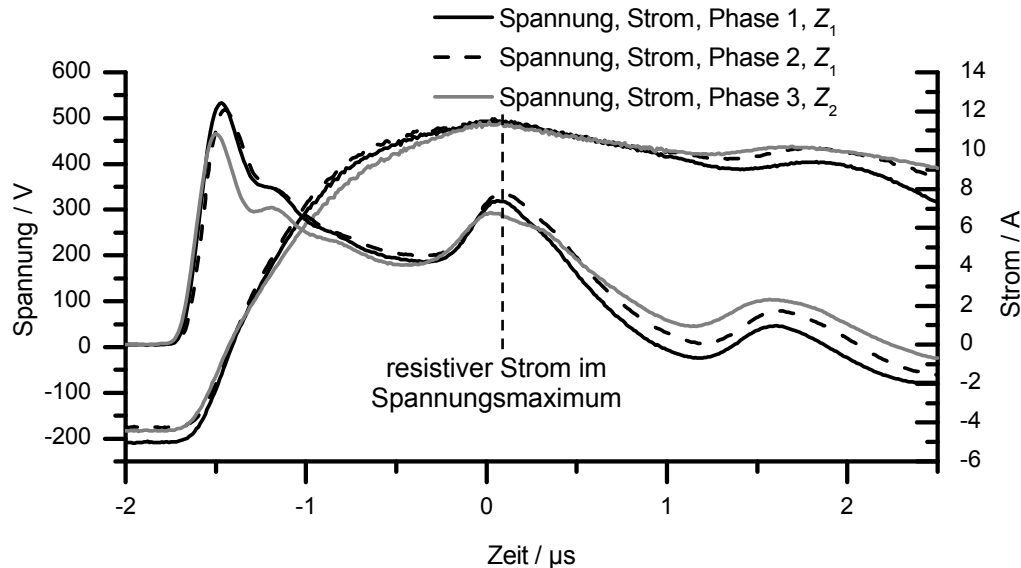


Abb. 7.10: Oszillogramm mit Varistorspannung und –strom gemessen in allen drei Phasen zum Vergleich des Betriebsverhaltens bei unterschiedlich großen Phasenwellenwiderständen, Varistortyp 1 Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, $k_K = 1,25$, $f_P = 3$ kHz

Wegen des sehr großen Nichtlinearitätskoeffizienten α ist der Unterschied in der maximalen Spannung sehr gering, aber trotzdem messbar. Der Unterschied im resistiven Strom liegt bei ca. 1 A für den dargestellten Fall. Ebenfalls erkennbar ist ein Unterschied in der Anstiegszeit bzw. in der Steilheit der Spannung, wobei die Spannungssteilheit in der Phase mit Z_2 wegen der kleineren Impedanz kleiner ist als in den Phasen mit Z_1 . Der wohl wichtigste Unterschied in Bezug auf das Betriebsverhalten der Varistoren liegt in der unterschiedlich umgesetzten Verlustleistung, da sie ausschlaggebend für thermisch stabilen Betrieb ist. Hier beträgt der Verlustleistungsunterschied zwischen den Phasen 17 %. Tabelle 7.2 gibt eine Zusammenfassung über die Unterschiede von Spannung, Strom, Spannungssteilheit und Verlustleistung für den konkret untersuchten Fall.

Tabelle 7.2: Übersicht über die unterschiedlichen elektrischen Kennwerte beim Betrieb von Varistoren in Kabeln mit unterschiedlichen Phasenwellenwiderständen
 Varistortyp1, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, $k_K = 1,25$, $f_P = 3$ kHz

| | Phasen mit Z_1 | Phase mit Z_2 | Unterschied Z_2 zu Z_1 |
|------------------|------------------|-----------------|----------------------------|
| Wellenwiderstand | 72 Ω | 80 Ω | +10 % |
| Spannung | 495 V | 490 V | -1,1 % |
| resistiver Strom | 7,9 A | 7 A | -11,4 % |
| max du/dt | 800 V/ μ s | 710 V/ μ s | -11 % |
| Verlustleistung | 12 W | 10 W | -17 % |

7.2 Einfluss der Temperatur auf das Betriebsverhalten der Varistoren

Ebenso wie beim konventionellen Einsatz von Varistoren besitzt auch beim angesprochenen Betrieb bei schnell repetierenden Transienten die Kennlinie eine starke Temperaturabhängigkeit. Neben der Veränderung des Arbeitspunktes bei Umrichterbetrieb mit schwankender Temperatur wird gleichzeitig der generelle Einfluss der Verlustleistung auf das Betriebsverhalten erläutert. Es wird wiederum die Auswirkung unterschiedlicher Kabelimpedanzen berücksichtigt, so dass abschließend aus diesem und dem vorhergehenden Abschnitt generelle Dimensionierungsregeln für Varistoren in umrichter gespeisten Antrieben formuliert werden können.

Zur experimentellen Bestimmung des Temperatureinflusses wurde der Prüfling nach der Messanordnung in Abb. 5.4 in einem Ofen mit dem Umrichterspannungsmuster belastet, wobei die Ofentemperatur automatisiert vom Labview-Auswertesystem gesteuert und in 10-K-Schritten erhöht wurde. Dabei wurden per Datenerfassung die maximale Spannung am Varistor sowie der entsprechende resistive Strom als Parameter aufgenommen. Zusätzlich wurden Varistortemperatur und die vom Auswertesystem berechnete Verlustleistung im Varistor gespeichert. Durch die aufgenommenen Parameter lassen sich die Abhängigkeit des Varistorarbeitspunktes auf seiner U - I -Kennlinie von der Temperatur sowie die Veränderung der Verlustleistung mit der Temperatur genau bestimmen.

Abb. 7.11 zeigt die unmittelbare Änderung von Spannung, Strom und Verlustleistung mit der Temperatur in zwei Zyklen. Ein Zyklus dauerte 2 h, danach wurde die Ofentemperatur um 10 K erhöht. Die Ofentemperatur weist eine Hysterese auf, weswegen auch die Oberflächentemperatur des Varistors um ca. 7 K schwankt.

Verlustleistung, Spannung und Strom folgen dieser Hysterese, wobei Verlustleistung und Strom mit steigender Temperatur ebenfalls größer werden. Die Spannung hingegen sinkt mit steigender Temperatur, so dass in Abb. 7.11 ein Spannungsmaximum stets im Temperatur- und Verlustleistungsminimum zu finden ist. Insgesamt ist die Temperaturabhängigkeit der Betriebsparameter sehr groß – bereits eine Temperaturänderung von 1 K ist in den ausgewerteten Parametern messbar und sehr gut reproduzierbar.

Im eingestellten Messbereich des Oszilloskops werden die Datenpunkte der Spannung in 8 V-Schritten diskretisiert und an den Computer übertragen, wobei das Oszilloskop bei einer Messwertabweichung bis ± 4 V auf den betragsmäßig kleineren Wert und bei einer Abweichung größer als ± 4 V auf den betragsmäßig größeren Wert rundet. Die Messunsicherheit liegt hier also bei ± 4 V. Die folgende Rechnung soll den Einfluss einer Messunsicherheit von ± 4 V unter Berücksichtigung des Nichtlinearitätskoeffizienten α auf den Kennlinienpunkt verdeutlichen:

Es wird angenommen, dass die Kennliniengrößen U_1 und I_1 per Messung bestimmt worden sind. α ist ebenfalls bekannt. Gesucht wird demnach der Strom I_2 bei einer Abweichung von $U_1 \pm 4$ V. Dabei sei die maximale Abweichung nach oben $+\Delta I$ und die maximale Abweichung nach unten $-\Delta I$, welche sich wie folgt errechnen:

Bei einer Spannung von 500 V gilt: $4 \text{ V} \triangleq 0,8 \%$

$$+\Delta I = (1,008)^\alpha = (1,008)^{40} = 1,36$$

$$-\Delta I = (0,992)^\alpha = (0,992)^{40} = 0,72$$

Damit ergibt sich bei einem Varistorstrom von $I = 10$ A ein Intervall von:

$$7,2 \text{ A} \leq I \leq 13,6 \text{ A}$$

Das angegebene Intervall variiert natürlich mit unterschiedlichem α , so dass die Messunsicherheit in jedem Kennlinienbereich unterschiedlich ist, wobei im Kennlinienbereich des Arbeitspunktes für umrichter gespeiste Antriebe α weitgehend konstant ist.

So wird erklärt, weswegen die Verläufe von Verlustleistung, Spannung und Strom z. T. lokale Schwankungen aufweisen. Die angesprochenen Tendenzen sind aber klar erkennbar und wurden in vielen weiteren Messungen bestätigt.

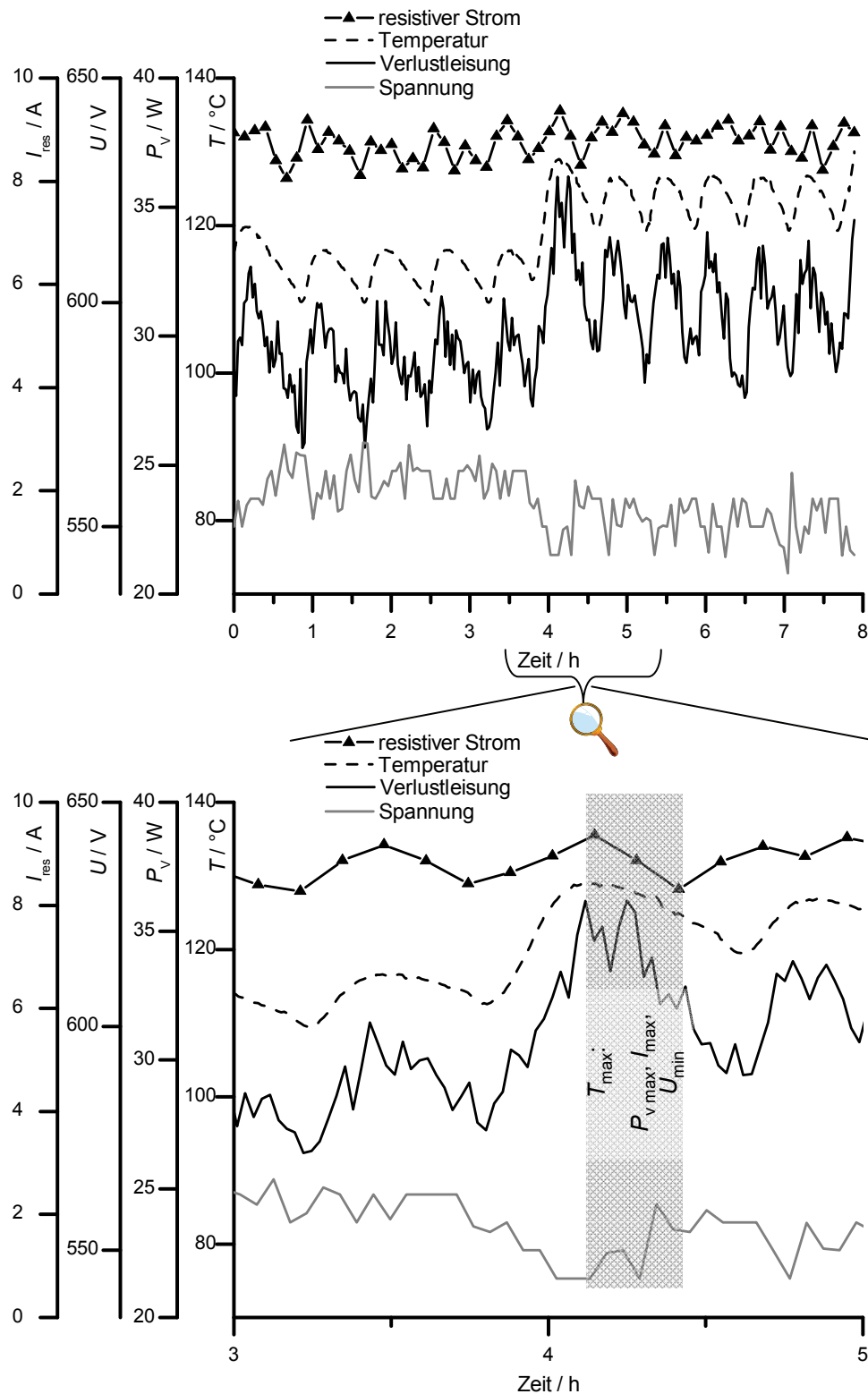


Abb. 7.11: Gemessene Verläufe der Temperaturabhängigkeit von Verlustleistung, Spannung und resistivem Strom, Varistortyp 1, Kabeltyp 3, Versuchsstand 1
 oben: Aufzeichnung über zwei vollständige Zyklen (4 h pro Zyklus)
 unten: vergrößerter Ausschnitt des Überganges zwischen Zyklus 1 und Zyklus 2

Für die folgenden Messungen wurden die Datensätze in der Art ausgewertet, dass Verlustleistung, Spannung und Strom für eine Temperatur extrahiert wurden und über die Anzahl der Datenpunkte der arithmetische Mittelwert gebildet wurde. Da Varistoren in diesem Versuch über mehrere Stunden oder sogar Tage betrieben werden, wird die Methode der Mittelwertbildung als legitim angesehen, um das Langzeitbetriebsverhalten zu charakterisieren.

Abb. 7.12 zeigt die gemessene Abhängigkeit von Spannung und resistivem Strom von der Temperatur für zwei unterschiedliche Verhältnisse k_K , wobei auch hier ein kleineres k_K die größere Belastung für den Varistor darstellt. Der linke Teil der Abbildung zeigt die Verhältnisse für den ungeschirmten Kabeltyp 6, der rechte Teil für den geschirmten Kabeltyp 3. Um die Grafiken zu verallgemeinern, ist auf der Ordinate die auf die 10-kA-Restspannung bezogene Spannung aufgetragen.

Mit steigender Temperatur verschiebt sich der Arbeitspunkt nach „unten rechts“ auf der Kennlinie – die Spannung sinkt, während der resistive Strom geringfügig größer wird. Die leichte Änderung des Stroms deutet wiederum auf ein Mischverhalten zwischen eingepprägter Spannung und eingepprägtem Strom hin, wobei das stromquellenähnliche Verhalten überwiegt. Der Vergleich zwischen geschirmtem und ungeschirmtem Kabel zeigt, dass Ströme und Spannungen für das geschirmte Kabel wegen der geringeren Kabelimpedanz grundsätzlich höher sind.

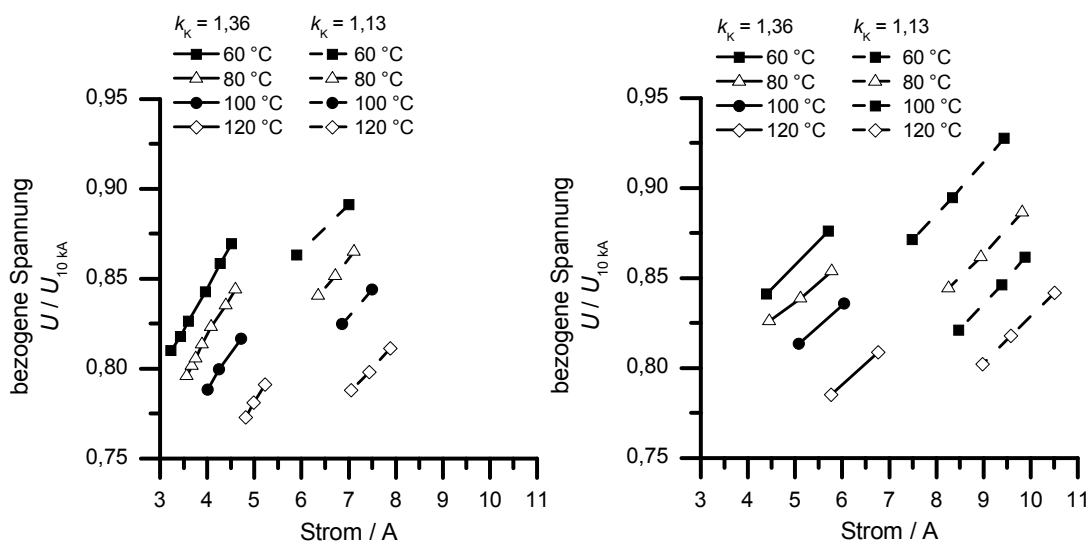


Abb. 7.12: Gemessene Temperaturabhängigkeit von Spannung und Strom, Varistortyp 1, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6 (links), Kabeltyp 3 (rechts)

In Abb. 7.13 ist die Verlustleistung für zwei verschiedene Werte von k_K für die beiden Kabeltypen 3 und 6 abhängig von der Temperatur aufgetragen; die Verlustleistung ist hier sowohl auf die 10-kA-Restspannung als auch auf die Pulsfrequenz bezogen. Die Unterschiede für die beiden Kabeltypen liegen im Bereich von 10 % bis 20 %, wobei auch hier wegen der geringeren Impedanz die Verlustleistung für Kabeltyp 3 stets höher ist als für Kabeltyp 6. Alle durchgeführten Messungen haben ergeben, dass die Verlustleistung bis etwa 75 °C nur geringfügig von der Temperatur abhängt, darüber steigt sie sehr schnell mit der Temperatur. Stark ist ebenfalls ihre Abhängigkeit vom Kennlinienparameter k_K , wobei ein 20 % kleineres k_K in 2,5-facher bis 3-facher Verlustleistung resultiert.

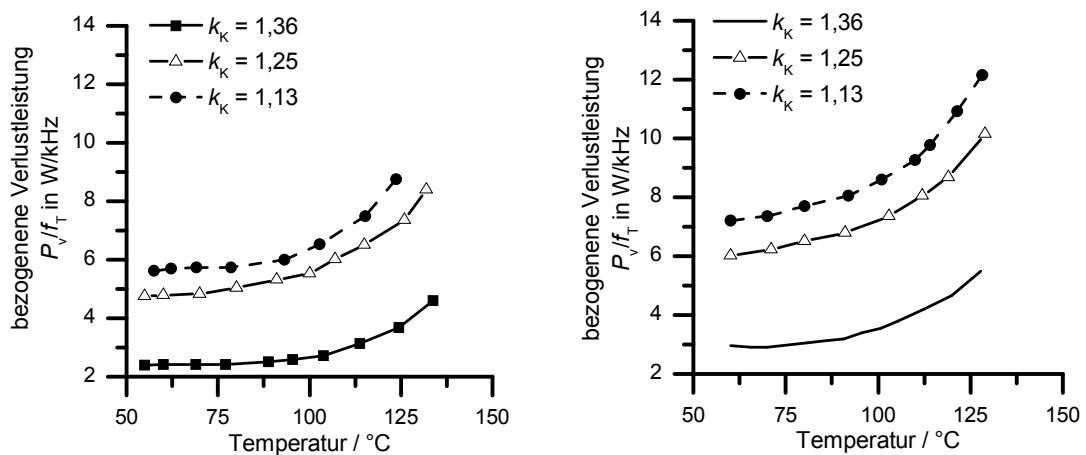


Abb. 7.13: Gemessene Temperaturabhängigkeit der Verlustleistung, Varistortyp 1
Versuchsstand 1, Kabeltyp 6 (links), Kabeltyp 3 (rechts)

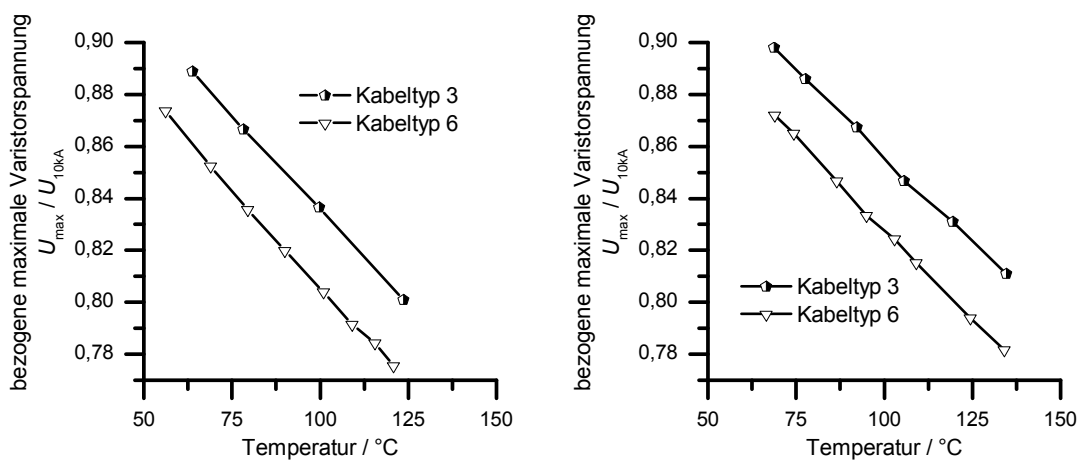


Abb. 7.14: Gemessene Temperaturabhängigkeit des Schutzpegels, Varistortyp 1
Versuchsstand 1, $k_K = 1,36$ (links), $k_K = 1,13$ (rechts)

In Bezug auf Verlustleistung und thermische Stabilität ist eine Temperaturerhöhung im laufenden Betrieb wegen des positiven Temperaturkoeffizienten schädlich für den Varistor. Allerdings sinkt der Schutzpegel (vgl. Abb. 7.14), was zu einer elektrischen Entlastung der Wicklungsisolation führt. Wegen des zum einen positiven und zum anderen negativen Einflusses von Temperaturänderungen des Varistors im laufenden Betrieb sollte die Temperatur im gewählten Arbeitspunkt möglichst konstant gehalten werden, um sowohl die Lebensdauer des Varistors als auch die der Wicklungsisolation so wenig wie möglich durch Temperaturschwankungen zu beeinflussen.

7.3 Einfluss auf die Spannungsverteilung in der Wicklung

Die spannungsbegrenzende Wirkung des Varistors stellt einen Schutzmechanismus für die Wicklungsisolation dar. Durch ihn werden durch die geringere Spannungsamplitude alle in Kap. 2.1.3 angesprochenen Teilisoliersysteme entlastet. Jedoch stellt die Windungsisolierung, die nur aus der dünnen Drahtlackisolation besteht, sehr häufig die schwächste Stelle im Isoliersystem dar. Die wegen der vergleichsweise hohen Permittivität große Varistoreigenkapazität schützt die Windungsisolierung indirekt durch Verkleinerung der Spulenspannungen zusätzlich, was im Folgenden näher erläutert wird.

Trifft eine Wanderwelle am Ende eines Kabels auf eine Spule, so treten hohe Frequenzanteile aufgrund der oben angesprochenen kapazitiven Sofortverteilung verzögerungslos an Anfang und Ende der Spule auf, während sich die Wicklung für die niedrigen Frequenzanteile leitungsähnlich verhält und die Wellenanteile wie eine Wanderwelle durch die Wicklung laufen (vgl. Kap. 2.4) [Rüd 62], [Ber 98], [LBin 28]. Um die Spulenspannungen messen und oszillografieren zu können, wurde der in Kap. 5.2 beschriebene Motor mit Anzapfungen in Versuchsstand 1 am Frequenzumrichter im Leerlauf betrieben, und es wurden die einzelnen Anzapfungsspannungen gegen Erde in Abb. 7.15 oszillografiert. Das Schema der Anzapfungen zeigt Abb. 5.1. Es ist auffällig, dass die Teilspannungen 2, 3 und 4 quasi verzögerungslos mit der Teilspannung 1 am Wicklungsanfang auftreten. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Wanderwellen in einer Statorwicklung liegt aber je nach Geometrie des Stators im Bereich von $v_p = 60 \text{ m}/\mu\text{s}$ [Obr 08]. Beim untersuchten Motor beträgt die Drahtlänge zwischen zwei Anzapfungen ca. 10 m, so dass die Laufzeit zwischen den Anzapfungen im Bereich von $t_p = 160 \text{ ns}$ liegen müsste. Die Gesamtlaufzeit durch die Wicklung von Anzapfung 1 bis 9 würde demnach im Bereich von $t_{p, \text{ges}} = 1,3 \mu\text{s}$ liegen, was sich in Abb. 7.15 auch bestätigt. Die unterschiedlichen Laufzeiten der Teilwellen an den Anzapfungen 1 bis 9 deuten also auf die verschiedenen Mechanismen der kapazitiven Sofortverteilung und des leitungsähnlichen Verhaltens hin. Außerdem ist ein geringer

zeitlicher Versatz zwischen Teilspannung 2 und 3 bzw. zwischen Teilspannung 4 und 5 zu erkennen, was dadurch erklärt wird, dass die Spannungswelle hier den Übergang zwischen Spulengruppe 1 und 2 bzw. zwischen Spulengruppe 2 und 3 durchläuft. Darüber hinaus wird die Welle während der Wanderung durch die Wicklung sowohl in ihrer Amplitude als auch in ihrer Steilheit gedämpft, wobei der stärkste Effekt im ersten Drittel der Wicklung zu erkennen ist. Entscheidend für die Belastung der Windungsisolation ist nun die Höhe der Spannung zwischen zwei benachbarten Drähten, wobei insbesondere bei mit Runddrähten in regelloser Lage bewickelten Niederspannungs-Asynchronmaschinen Anfangs- und Endwindung einer Spule unmittelbar nebeneinander liegen können und somit die Isolation mit der vollen Spulenspannung belastet werden kann. Daher ist die maximale Spulenspannung entscheidend für die Einschätzung der Belastung der Windungsisolierung. In [Re 97], [Re 98] wurden Statoren von Asynchronmaschinen auf mögliche Berührungspunkte der Windungen hin untersucht und die maximal auftretenden Spannungen unter diesen sich berührenden Windungen angegeben. In der vorliegenden Arbeit werden nur die Spannungen zwischen den Anzapfungen analysiert, um den linearisierenden Effekt der Varistorkapazität zu zeigen.

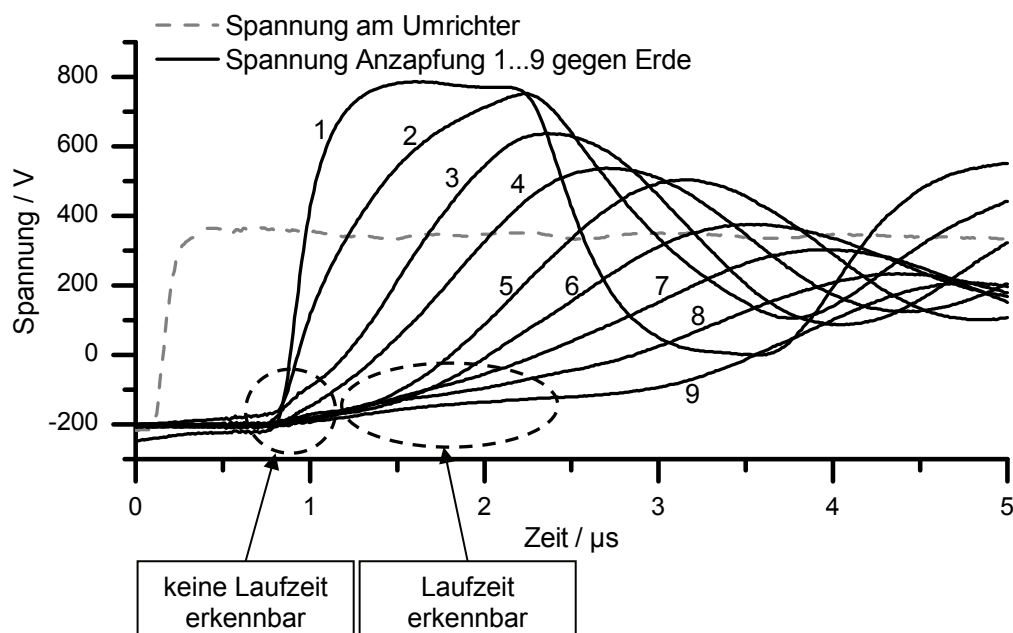


Abb. 7.15: Gemessene Teilspannungen 1 bis 9 gegen Erde am Motor mit Anzapfungen beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, ohne Varistor

In Abb. 7.16 und Abb. 7.17 sind ebenfalls die Teilspannungen gemessen zwischen den Anzapfungen 1 bis 9 gegen Erde oszillographiert, wobei hier die beiden Varistortypen 1 und 3 am Eingang gegen Erde geschaltet wurden. Es ist deutlich zu erkennen, dass

die einzelnen Teilspannungen jetzt ähnliche Anstiegszeiten besitzen, so dass die maximale Spannungsdifferenz zwischen den Anzapfungen deutlich geringer wird. Wegen der größeren Kapazität ist dieser Effekt mit Varistortyp 3 größer als mit Varistortyp 1. Zusätzlich ist bei allen Teilwellen eine Laufzeitdifferenz zur jeweils benachbarten Anzapfung zu erkennen, so dass wegen der geringeren Steilheit die Wicklung für die vorhandenen Frequenzbereiche überwiegend leitungsähnliches Verhalten zeigt, während die kapazitive Sofortverteilung deutlich weniger ausgeprägt ist. Die Laufzeit bis Anzapfung 8 beträgt etwa $t_p = 1,5 \mu\text{s}$, was bei einer Wicklungslänge von $l = 70 \text{ m}$ bis Anzapfung 8 einer Ausbreitungsgeschwindigkeit von $v_p = 46 \text{ m}/\mu\text{s}$ entspricht.

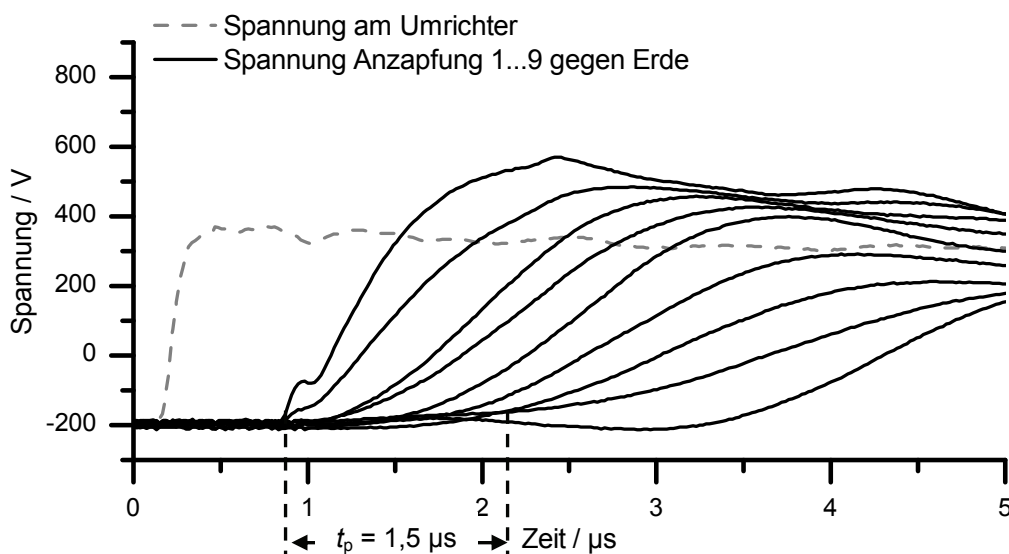


Abb. 7.16: Teilspannungen 1 bis 9 gemessen gegen Erde am Motor mit Anzapfungen beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1 mit Varistortyp 1, Kabeltyp 6

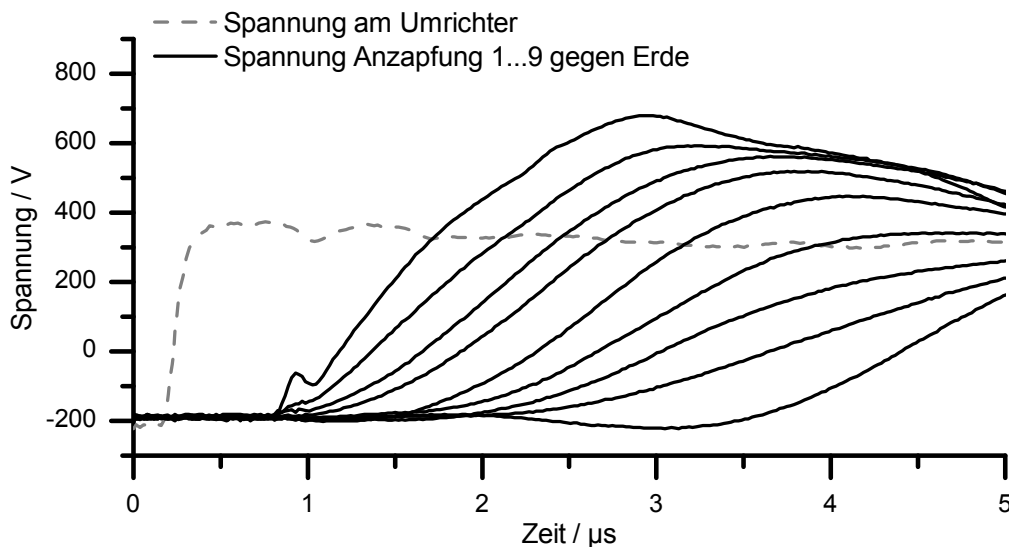


Abb. 7.17: Teilspannungen 1 bis 9 gemessen gegen Erde am Motor mit Anzapfungen beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1 mit Varistortyp 3, Kabeltyp 6

Abb. 7.18 zeigt den Verlauf der Spannungsdifferenz zwischen den Anzapfungen 1 und 2. Aufgrund der unterschiedlichen Schwingungsperiodendauer der Teilspannungen ohne Varistor bildet sich sowohl eine positive als auch eine negative Spulenspannung, so dass die Isolation zusätzlich noch mit wechselnder Polarität beansprucht wird. Mit den Varistortypen 1 und 3 ist nicht nur die Amplitude der Spulenspannung in etwa halbiert, sondern es wird auch das negative Durchschwingen der Spannung unterdrückt.

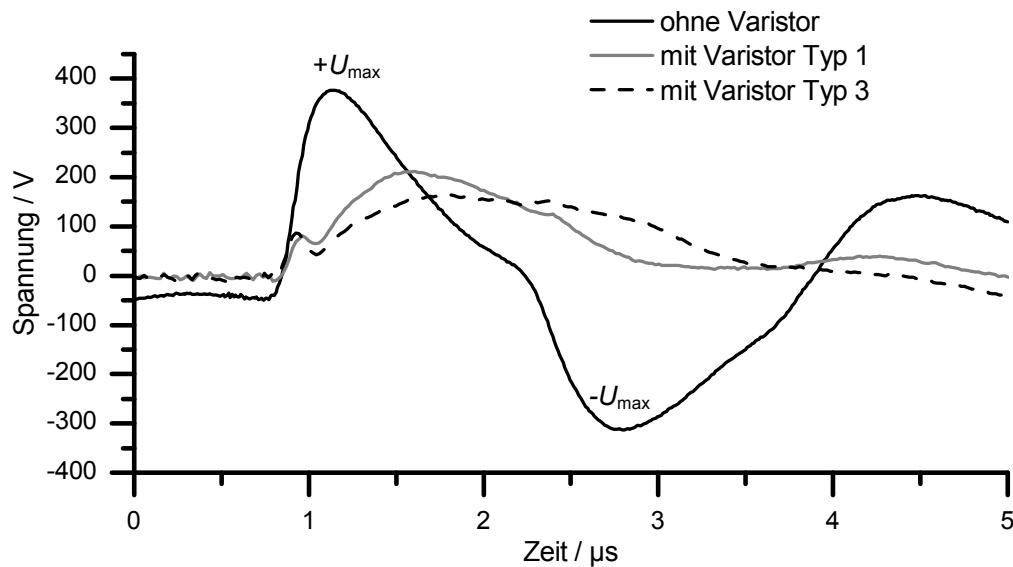


Abb. 7.18: Aus Abb. 7.15, Abb. 7.16 und Abb. 7.17 berechnete Spannungsdifferenz zwischen den Anzapfungen 1 und 2 ohne Varistor sowie mit den beiden Varistortypen 1 und 3, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6

Abb. 7.19 und Abb. 7.20 zeigen alle maximalen Spannungsdifferenzen zwischen den Anzapfungen 1 bis 9 ohne und mit Varistoren für die beiden unterschiedlichen Kabeltypen 3 und 6. Wegen der größeren Spannungsteilheit und der damit verbundenen noch stärkeren kapazitiven Sofortverteilung beim geschirmten Kabeltyp 3 fallen die Spannungsdifferenzen besonders zwischen Anzapfung 1 und 2 um etwa 60 V höher aus als beim ungeschirmten Kabeltyp 6. Die beiden Abbildungen zeigen deutlich den positiven Effekt der Varistorkapazität, durch den die Spannungsdifferenzen über die gesamte Wicklung gesehen keine großen Unterschiede mehr aufweisen.

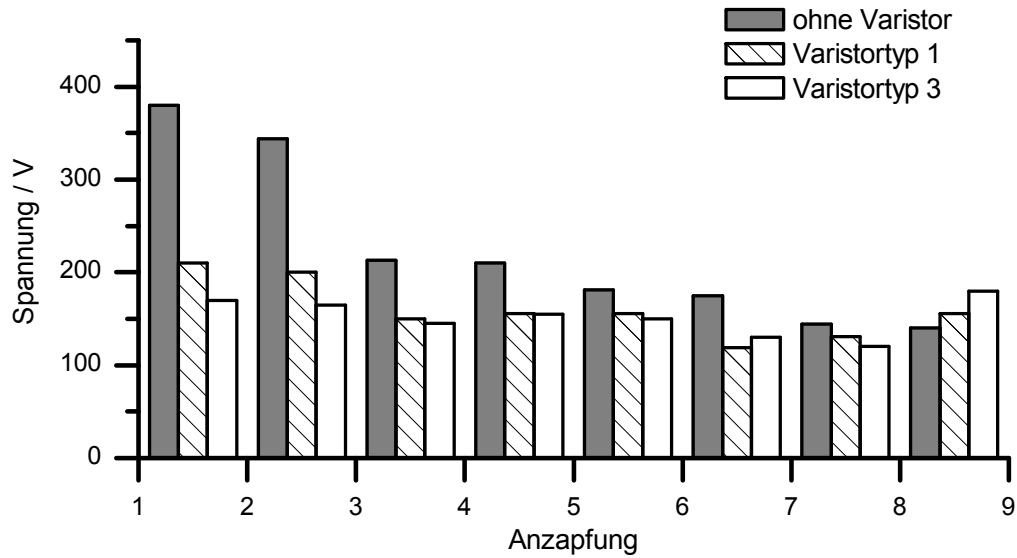


Abb. 7.19: Gemessene maximale Spannungen zwischen den Anzapfungen 1 bis 9 ohne und mit Varistoren, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6

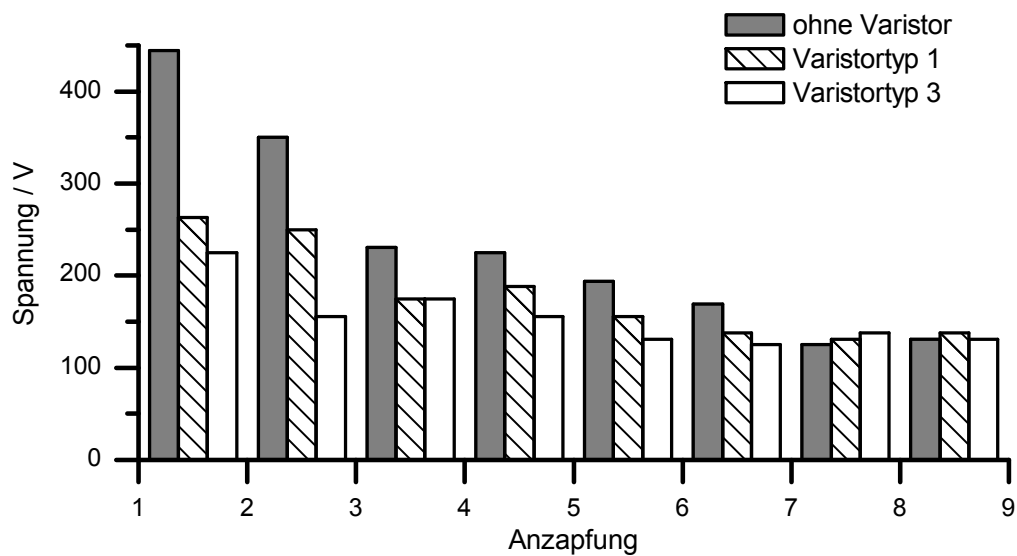


Abb. 7.20: Gemessene maximale Spannungen zwischen den Anzapfungen 1 bis 9 ohne und mit Varistoren, Versuchsstand 1, Kabeltyp 3

8 Degradation von Metalloxid-Varistoren

Mit genauer Kenntnis des Alterungsverhaltens von Varistoren ist es möglich, Einschätzungen über die zu erwartende Mindestlebensdauer in der entsprechenden Anwendung zu geben. Neben der Degradation ist ebenfalls der thermisch stabile Betrieb von besonderer Wichtigkeit, um die Zuverlässigkeit von MO-Ableitern im Netz zu gewährleisten. Beides ist in den Normen für Überspannungsableiter als Prüfung vorgeschrieben, wobei die thermische Stabilität beispielsweise in der IEC-Norm [Norm 2] in der sog. Arbeitsprüfung nachgewiesen wird. Als Teil dieser Arbeitsprüfung wird ein beschleunigter Alterungsversuch durchgeführt, aus dem die korrigierten Prüfspannungen U_c^* und U_r^* für den thermischen Stabilitätstest bestimmt werden.

Ein Ableiter hat im konventionellen Einsatz an dauerhafter Wechselspannung nur eine geringe Menge an Verlustwärme abzuführen. Allerdings ist auch hier die Verlustleistung stark von der Betriebstemperatur abhängig, und durch Degradationseinflüsse sinkt die thermische Stabilitätsgrenze des Ableiters. Die beschleunigte Alterungsprüfung wird bei erhöhter Betriebstemperatur von 115 °C während anliegender Dauerwechselspannung durchgeführt. Die Erhöhung ist allerdings zur Zeitraffung gedacht und dient nicht dem Nachweis thermischer Stabilität, welche separat nachgewiesen wird: Bei Auftreten eines Überspannungsereignisses muss der Ableiter Energie aufnehmen und wird so erwärmt. Je nach Menge der aufzunehmenden Energie wird der Ableiter dabei bis an seine thermische Stabilitätsgrenze gebracht, so dass in der thermischen Stabilitätsprüfung nachgewiesen wird, dass der Ableiter nach Energieeintrag in Form von Hochstoßströmen während des Betriebs an seiner Dauerbetriebsspannung sicher wieder abkühlt und somit thermisch stabil bleibt. Auf die in [Norm 2] beschriebenen Arbeitsprüfungen wird an dieser Stelle nicht weiter eingegangen, da mit den hier untersuchten Prüflingen keine Arbeitsprüfungen durchgeführt wurden. Allerdings wurde sehr wohl untersucht, ob es Gleichheiten oder Unterschiede bzgl. des Alterungsverhalten bei konventionellem Betrieb und bei hochfrequenter Belastung im Umrichterbetrieb gibt, so dass im Folgenden kurz die Prüfprozedur sowie einige Ergebnisse der beschleunigten Alterungsprüfung nach [Norm 2] vorgestellt werden.

8.1 Beschleunigte Alterungsprüfung nach IEC 60099-4

8.1.1 Bewertung der beschleunigten Alterungsprüfung mit Hilfe der Arrheniusgleichung

In der beschleunigten Alterungsprüfung nach [Norm 2] wird ein Varistor bei einer Temperatur von $(115 \pm 4)^\circ\text{C}$ mit seiner um den Effekt der Spannungsschiefverteilung in einem kompletten Ableiter korrigierten Dauerbetriebsspannung U_{ct} belastet. Bei Ableitern kleiner Bauhöhe ist $U_{ct} = U_c$, so dass im Weiteren nur noch von U_c als Prüfspannung gesprochen wird. Während der Prüfung wird alle 100 h die Verlustleistung im Varistor gemessen, wobei diese im Idealfall über die gesamte Prüfzeit von 1000 h hin abnehmen sollte. Liegt die zuletzt gemessene Verlustleistung nach 1000 h über der minimalen gemessenen, so müssen die Bemessungsspannung U_r^* und die Dauerbetriebsspannung U_c^* für die eigentliche Arbeitsprüfung nach oben korrigiert werden, wobei die genauen Werte [Norm 2] entnommen werden können. Insgesamt ist allerdings das gewünschte Alterungsverhalten sowohl aus Hersteller- als auch aus Anwendersicht eine dauerhaft sinkende Verlustleistung. Ein solches Alterungsverhalten wird nachfolgend als „alterungsbeständig“ bezeichnet.

Die eigentliche Zeitraffung wird durch Erhöhung der Prüftemperatur auf 115°C erzielt. Die Zeitraffung ist dabei nur von der Differenz zur eigentlichen Betriebstemperatur abhängig, wobei man von einer maximalen Betriebstemperatur von 40°C ausgeht. Der Beschleunigungsfaktor AF_T lässt sich laut [Norm 2] durch das Arrheniusgesetz ausreichend genau abschätzen und wird angegeben zu

$$AF_T = 2,5^{\frac{\Delta T}{10}} = 2,5^{\frac{(115-40)}{10}} = 965 \quad \Delta T \text{ in K} \quad (8.1)$$

Danach ergeben sich die zu erwartenden Mindestlebensdauern in Abhängigkeit von Prüflänge und Prüftemperatur nach Abb. 8.1. Bei einer Betriebstemperatur von 115°C und einer Prüfzeit von 1000 h liegt die zu erwartende Mindestlebensdauer ebenfalls bei 1000 h, weil gilt: $AF_T = 1$. Bei einer Betriebstemperatur von 40°C und einer Prüfdauer von 1000 h ergibt sich eine Mindestlebensdauer von 9650000 Stunden, was etwa 110 Jahren entspricht.

Allerdings beruht die Beurteilung des Alterungsverhaltens von MO-Varistoren nach der Arrheniusgleichung auf dem Verhalten von Material, dessen Verlustleistung im Laufe des Dauerbetriebs stetig zunimmt. Jedoch ist die Varistortechnologie über die Jahre deutlich besser geworden, und die Hersteller vertreiben nur noch MO-Varistoren, deren Kennlinie im Dauerbetrieb stetig besser wird, was sich im Alterungsversuch durch

permanent sinkende Verlustleistung ausdrückt. Das bedeutet aber nicht, dass das Arrheniusgesetz für solches alterungsbeständiges Material generell nicht gilt, denn das Arrheniusgesetz besagt lediglich, dass die Geschwindigkeit einer chemischen Reaktion mit der Temperatur größer wird. Dadurch, dass die Verlustleistung von Varistoren generell mit steigender Temperatur zunimmt, ist der Grundgedanke der Arrheniusgleichung erfüllt. Elektrische Alterung wird aber im allgemeinen so spezifiziert, dass Untersuchungen eines Prüflingstyps bei verschiedenen Belastungen durchgeführt werden und im Nachhinein die Zustände in zeitlicher Abhängigkeit miteinander verglichen werden [Gup 90b], [Kir 89]. Aus diesem zeitlichen Vergleich lässt sich dann der Grad der Beschleunigung durch die Beanspruchungserhöhung festlegen. Demnach lässt sich eine Lebensdauer nur für solches Material zuverlässig voraussagen, dessen Verhalten den gleichen Systematiken folgt wie die Referenzen. Die Lebensdauervoraussage nach der Arrheniusgleichung wurde für Varistoren anhand von Material spezifiziert, dessen Verlustleistung mit der Zeit zunimmt, und so die thermische Stabilität des Varistors an sich terminiert ist. Wenn die Verlustleistung aber dauerhaft abnimmt, lässt sich eine maximale Lebensdauer, die auf steigender Verlustleistung beruht, nicht prognostizieren. Daher gibt die Normung die Arrheniusgleichung zwar als ursprünglichen, theoretischen Hintergrund für die beschleunigte Alterungsprüfung an, räumt aber gleichzeitig ein, dass bei abnehmender Verlustleistung dieser Zusammenhang nicht mehr gilt. Die beschleunigte Alterungsprüfung wird dementsprechend auch nicht benutzt, um Lebensdauervorhersagen zu treffen.

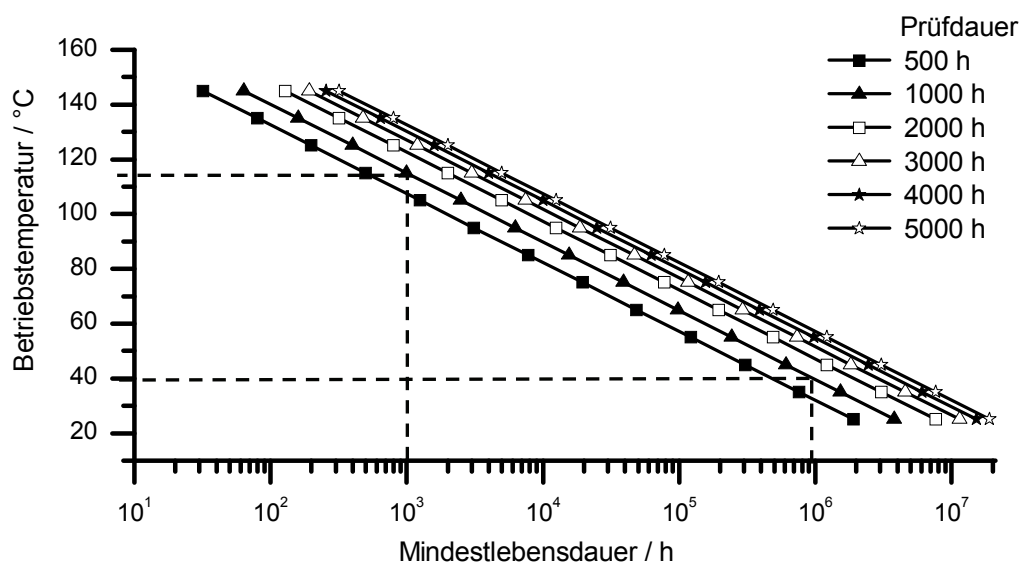


Abb. 8.1: Berechnete zu erwartende Mindestlebensdauer von Varistoren abhängig von der Betriebstemperatur bei einer Prüftemperatur von 115 °C und verschiedenen Prüfdauern

8.1.2 Ergebnisse der konventionellen beschleunigten Alterungsprüfung

Die konventionelle Alterungsprüfung wurde bei 50-Hz-Wechselspannung im Versuchsaufbau nach Abb. 5.5 durchgeführt. Die erhöhte Prüftemperatur wurde durch Aufheizen des Prüflings in einem Ofen realisiert. Der Ofen besaß eine Temperaturhysterese von ca. ± 5 K, wodurch die Anforderung der Norm von ± 4 K nicht ganz eingehalten werden konnte. Allerdings wird durch die Abweichung keine Verfälschung der Ergebnisse erwartet. Die Verlustleistung wurde kontinuierlich aufgezeichnet, so dass im Nachhinein der Datensatz manuell in der Art korrigiert wurde, dass nur noch die Verlustleistungswerte bei $115\text{ °C} \pm 0,5\text{ K}$ ausgewertet werden. Die Spannung wurde durch den Konstanter in Abb. 5.5 auf $U_{\text{sol}} \pm 0,5\%$ geregelt. Die leichten Unregelmäßigkeiten in der Verlustleistung in Abb. 8.2 entstehen durch das immer noch vorhandene leichte Schwanken der geregelten Spannung z. B. bei $t = 25\text{ h}$ oder $t = 42\text{ h}$ (eingekreist in Abb. 8.2). Insgesamt ist für den untersuchten Prüfling aber klar der Trend dauerhaft abnehmender Verlustleistung zu erkennen.

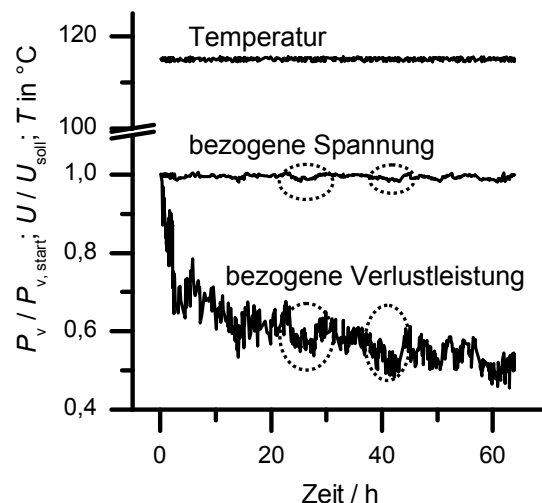


Abb. 8.2: Beispielhafter Verlauf der aufgezeichneten Daten im Versuchsstand zur Bestimmung der Verlustleistung bei Wechselspannungsbetrieb, Varistortyp 2, Datensatz für Temperaturen $T = 114,5\text{ °C} \dots 115,5\text{ °C}$

Für alle hier beschriebenen konventionellen Alterungsprüfungen mit Wechselspannung wurde die Prüfspannung auf nachfolgend beschriebene Art und Weise bestimmt: Da die Prüflinge z. T. unterschiedliche Restspannungen besitzen, wurde die Prüfspannung anhand der Varistorspannung $U_{1\text{mA}, \text{DC}}$ an einem neuwertigen Prüfling bestimmt, wobei die Varistorspannung bei einem Gleichstrom von 1 mA gemessen wird.

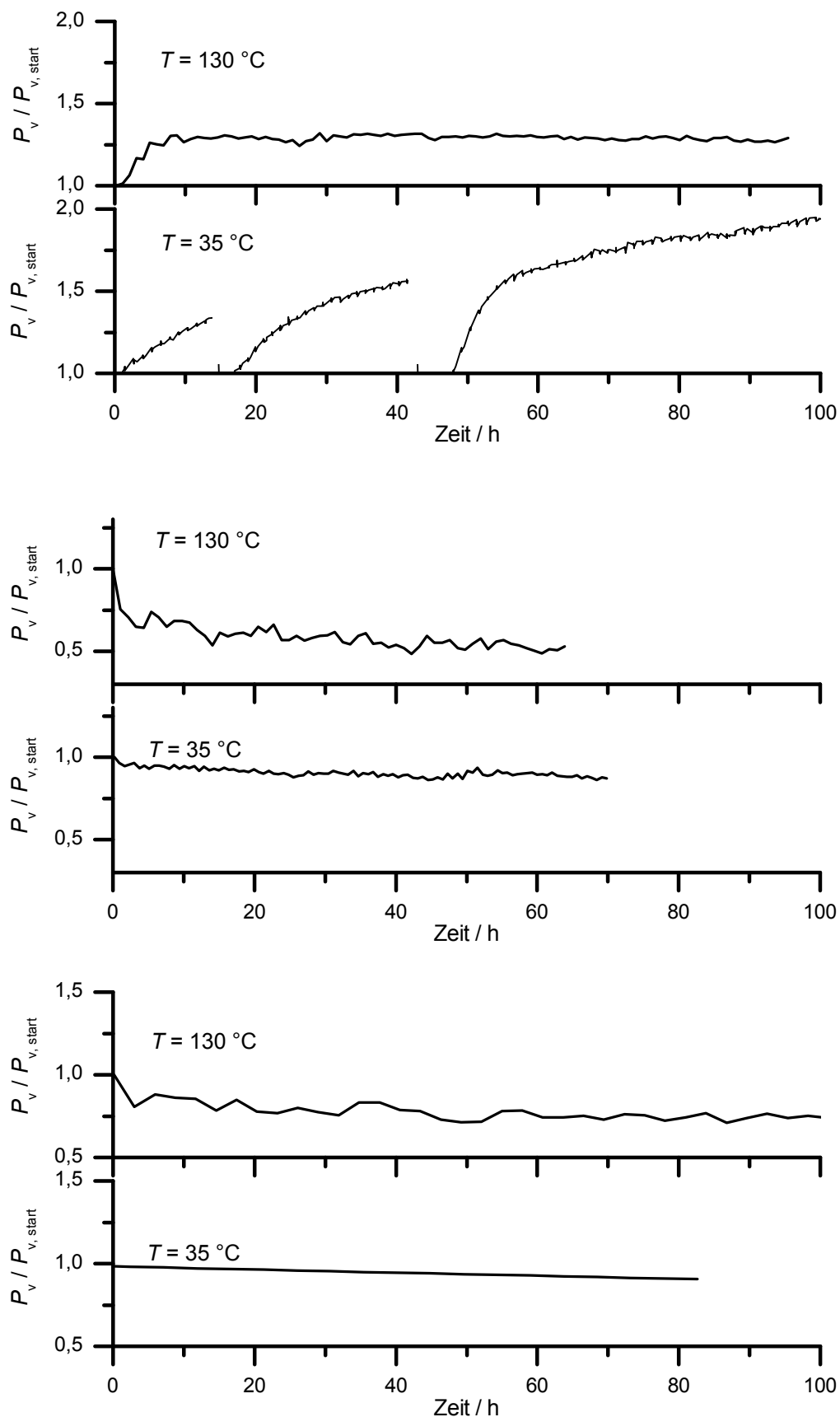


Abb. 8.3: Verlauf der auf den Startwert bezogenen gemessenen Verlustleistung abhängig von der Zeit für verschiedene Temperaturen
oben: Varistortyp 1, Mitte: Varistortyp 2, unten: Varistortyp 5

Als Prüfwechselspannung wurde die Varistorspannung als Scheitelwert genommen, so dass gilt:

$$U_{\text{Prüf}} = \frac{U_{1\text{ mA, DC}}}{\sqrt{2}} \quad U_{\text{Prüf}}: \text{Effektivwert}, U_{1\text{ mA, DC}}: \text{Scheitelwert} \quad (8.2)$$

Da in den nachfolgend beschriebenen Prüfungen die Alterungsprüfung bei Wechselspannung z. T. unterbrochen wurde, um den Prüfling zwischenzeitlichen Zusatzbelastungen auszusetzen, ist es wichtig zu erwähnen, dass die Alterungsprüfung in solchen Fällen bei der ursprünglich eingestellten Prüfspannung, ermittelt am neuen Prüfling, fortgesetzt wurde. Die Prüfspannung wurde demnach nicht auf Basis der Varistorspannung am gealterten Prüfling neu definiert! Dadurch sind Veränderungen in der Verlustleistung durch zwischenzeitliche Zusatzbelastungen klar und sofort erkennbar. In Abb. 8.3 sind die Verläufe der Verlustleistungen für ca. 100 h für die Varistoren Typ 1, 2 und 5 für zwei verschiedene Temperaturen 35 °C und 130 °C gezeigt. Aus den Werten für die unterschiedlichen Temperaturen wird später der sog. Temperaturkoeffizient ermittelt, der das Verhältnis von Verlustleistungen bei verschiedenen Temperaturen darstellt. Der Prüfling vom Typ 1 zeigt das unerwünschte Verhalten kontinuierlich zunehmender Verlustleistung, und zwar bei beiden Temperaturen. Während des Versuchs bei 35 °C ist nach etwa 18 h und 43 h die Spannung für ca. 1 h ausgefallen, was im zwischenzeitlichen Einbrechen der Verlustleistung zu erkennen ist. Interessanter Weise ist nach Wiederschalten der Spannung die Verlustleistung vergleichsweise schnell wieder auf den Ausgangswert vor dem Abschalten gestiegen. Das bedeutet, dass während des Abschaltens zwar ein Erholungseffekt im Material eingetreten ist, dieser Erholungseffekt aber nicht bleibend war. Bei 130 °C steigt die Verlustleistung schnell auf etwa 125 % des Ausgangswertes und zeigt über die weitere Versuchsdauer kaum noch Änderungen. Die Prüflinge der Typen 2 und 5 zeigen das erwünschte Verhalten kontinuierlich geringer werdender Verlustleistung in beiden eingestellten Temperaturbereichen.

Beim Temperaturkoeffizienten TK handelt es sich um keine genormte Größe. Er wird in dieser Arbeit definiert als Verhältnis der Verlustleistung bei 130 °C zur Verlustleistung bei 35 °C gemessen nach 48 h Versuchsdauer.

$$TK = \frac{P_{V,48h,130^{\circ}\text{C}}}{P_{V,48h,35^{\circ}\text{C}}} \quad (8.3)$$

Er wird aber gerne (nach teilweise unterschiedlicher Definition) seitens der Hersteller herangezogen, um die Änderung der Verlustleistung mit der Temperatur für den jeweiligen Varistortyp zu beschreiben. Allerdings besitzt der Temperaturkoeffizient für

sich allein genommen nur bedingte Aussagekraft, da er immer in Verbindung mit der absoluten Verlustleistung bei „Normaltemperatur“ und anliegender Dauerbetriebsspannung interpretiert werden muss. So bedeutet ein niedriger Temperaturkoeffizient noch lange nicht, dass auch die Verlustleistung im Normalbetrieb niedrig sein muss; er sagt nur aus, dass sich die Verlustleistung bei Temperaturerhöhung nur wenig steigert, was aber durchaus auf hohem Niveau erfolgen kann. Wertet man die Absolutwerte der Verlustleistung in Abb. 8.3 nach (8.3) aus, so erhält man folgende Werte für den Temperaturkoeffizienten für neue Varistoren der Typen 1, 2 und 5.

Tabelle 8.1: Temperaturkoeffizienten der Varistortypen 1, 2 und 5 bei 50-Hz-Wechselspannung

| Varistortyp | Temperaturkoeffizient |
|-------------|-----------------------|
| 1 | 3,9 |
| 2 | 3 |
| 5 | 6,5 |

Im Vergleich zu den Typen 1 und 2 hat der Prüfling von Typ 5 einen höheren Temperaturkoeffizienten, wobei angemerkt werden muss, dass seine Verlustleistung bei 35 °C deutlich kleiner ist als bei den anderen beiden Typen, was genau die Problematik der Interpretation des Temperaturkoeffizienten zum Ausdruck bringt.

Insgesamt sollte durch die Vorstellung der Ergebnisse von konventionellen Alterungsversuchen unter Wechselspannung gezeigt werden, dass es sich bei den verwendeten Prüflingen um Varistoren handelt, für die alle bislang gefundenen Gesetzmäßigkeiten in Bezug auf Alterung und Temperaturverhalten gelten [Den 98], [Gup 90a], [Gup 90b], [CHei 98]. So hat z. B. die Temperatur keinerlei Einfluss auf den grundsätzlichen Verlauf der Verlustleistung mit der Zeit, solange man sich unterhalb der thermischen Stabilitätsgrenze befindet. Außerdem besitzen die Varistoren unterschiedlicher Hersteller verschiedene Temperaturkoeffizienten, wobei auch hier die Interpretation immer im Zusammenhang mit den absolut gemessenen Verlustleistungen erfolgen muss, um keine falschen Schlüsse zu ziehen.

8.2 Alterungsverhalten von Varistoren bei permanent auftretenden Überspannungen

Zur Lebensdauervorhersage von Varistoren, eingesetzt zum Überspannungsschutz umrichterspeister Antriebe, ist es unbedingt notwendig, die Prüflinge beschleunigter Alterung zu unterziehen. Das Alterungsverhalten bei Gleich- und Wechselspannung ist weitgehend bekannt, und die Hersteller sind in der Lage, das Material auf den jeweiligen Betriebsfall hin zu optimieren. Bei permanent auftretenden Überspannungen liegen jedoch nur wenige veröffentlichte Erkenntnisse über Alterungsmechanismen von Metalloxidvaristoren vor [Law 89], so dass auch noch keine Ansätze hinsichtlich eines optimierten Materials bekannt sind. Unter [Epc 09] finden sich sogenannte „derating curves“ für Niederspannungsvaristoren, die Informationen geben, wie oft Varistoren mit Rechteckimpulsen von bestimmter Stromhöhe und Impulslänge beansprucht werden dürfen. Danach werden für einen Varistor bei einer Stromimpulslänge von 10 μ s und unendlich häufiger Beanspruchung gerade einmal 20 A Stromhöhe zugelassen. Im Vergleich dazu liegt die Stromhöhe bei zehnmaliger Beanspruchung im Bereich einiger Kiloampere. Wie vorher bereits erwähnt, werden die Varistoren bei der in dieser Arbeit beschriebenen Anwendung mit Strömen von ca. 10 A bei einer Impulsdauer von wenigen Mikrosekunden beansprucht. Die Beanspruchungshäufigkeit liegt auch im Bereich von „unendlich“. Allerdings handelt es sich hier um bipolare Beanspruchung im Gegensatz zu [Epc 09], wo unipolare Impulse gemeint sind. Außerdem sind die Unterschiede zwischen Volumen und Stromdichtebeanspruchung zwischen den hier verwendeten Prüflingen und Niederspannungsvaristoren sehr groß, so dass eine Vergleichbarkeit der Daten fraglich erscheint. Außerdem geht aus den Daten nach [Epc 09] nicht hervor, ob Alterungseffekte berücksichtigt sind. Daher wird im vorliegenden Abschnitt zunächst diskutiert, welche Anforderungen an einen beschleunigten Alterungsversuch bei permanent auftretenden Überspannungen überhaupt gestellt werden müssen. Anschließend werden konkrete Ergebnisse sowie deren Interpretation zum Alterungsverhalten von MO-Varistoren bei Umrichterbetrieb vorgestellt.

8.2.1 Anforderungen an eine Prozedur zur beschleunigten Alterung bei permanent auftretenden Überspannungsereignissen

Eingangs wurde bereits erwähnt, dass beim konventionellen Betrieb von Überspannungsableitern an Wechselspannung zwischen der sog. Arbeitsprüfung und der beschleunigten Alterungsprüfung unterschieden wird. Dabei dient die Arbeitsprüfung dem Nachweis des thermisch stabilen Betriebs von Ableitern nach

aufgetretenen Überspannungseignissen. Beim Überspannungsschutz umrichter gespeister Antriebe kann aber nicht mehr genau zwischen Dauerbetrieb und Überspannungseignis unterschieden werden, da die Transienten in Folge von Wanderwellen permanent mit hoher Frequenz auftreten und so die Dauerbeanspruchung darstellen. Eine Unterscheidung zwischen Arbeitsprüfung und beschleunigter Alterungsprüfung ist daher nicht mehr notwendig, da in einer beschleunigten Alterungsprüfung bei erhöhter Temperatur gleichzeitig auch die thermische Stabilität für alle Temperaturen kleiner der Prüftemperatur nachgewiesen wird. Außerdem müssen die Überspannungseignisse nicht mehr durch Stoßströme in einem separaten Prüfkreis erzeugt werden, sondern es bietet sich an, die in der Realität vorhandene Anordnung bestehend aus Umrichter, langem Kabel und Motor als Prüfkreis zu verwenden. Somit ist die herkömmliche in Kap. 8.1 beschriebene Prüfprozedur für die neue Anwendung nicht geeignet, da die Beanspruchung im Dauerbetrieb, die Häufigkeit von Überspannungseignissen und die elektrische Auslegung der Varistoren grundsätzlich unterschiedlich sind. Daher ist für die hier beschriebene Anwendung auch ein völlig neues Prüfverfahren zu entwickeln, das die beschriebenen Besonderheiten für den Betrieb der Varistoren berücksichtigt. Dabei muss beachtet werden, dass jede Anordnung (bestehend aus Umrichter, Kabel und Motor) für sich eine unterschiedliche Belastung für den Varistor darstellen wird, da je nach Kabellänge und Kabeltyp, vorliegender Pulsfrequenz und eingestellter Zwischenkreisspannung die Überspannungen unterschiedlich hoch ausfallen werden, was großen Einfluss auf die thermische Stabilität sowie die Lebensdauer des Varistors haben wird. Daher sind in den durchgeführten Versuchsreihen die Parameter variiert worden, um ein möglichst breites Spektrum realistischer Anwendungsfälle nachbilden zu können.

Neben der Prüfanordnung ist es ebenfalls besonders wichtig, die Ergebnisse der Prüfung richtig und zuverlässig interpretieren zu können. In der konventionellen Alterungsprüfung werden die Ergebnisse ausschließlich über die sich verändernde umgesetzte Verlustleistung im Varistor eingeordnet und bewertet, was sich in der Vergangenheit auch als probates Mittel herausgestellt hat. Wegen der mangelnden Erfahrung werden in der neuen Alterungsprozedur eine Vielzahl von Kennlinienparametern, die an späterer Stelle vorgestellt werden, ausgewertet und einander gegenübergestellt, um so genau wie möglich die Alterung verschiedener Kennlinienbereiche des Varistors beurteilen zu können. Die Hauptaufgabe beim Vorschlag einer neuen Alterungsprüfung liegt u. a. darin, sowohl die Prüfprozedur als

auch deren Auswertung so einfach wie möglich und so umfangreich wie nötig zu halten, was im Folgenden detailliert beschrieben wird.

8.2.2 Beschreibung der Prüfprozedur und der Auswerteparameter

Um alle möglichen Veränderungen in den entsprechenden Kennlinienbereichen nach Abb. 3.1 zu berücksichtigen, wurde zunächst das Prüfverfahren nach Abb. 8.4 definiert. Es gliedert sich in eine Vormessung, die eigentliche beschleunigte Alterung, sowie eine Ausgangsmessung und eine optionale Nachbehandlung und/oder Nachmessung. Insgesamt werden durch die Prüfprozedur folgende Parameter zur Auswertung aufgenommen:

| | |
|-----------------------|--|
| $U_{1\text{ mA, DC}}$ | Varistorspannung bei 1 mA Gleichstrom bei Raumtemperatur Beschreibung der Spannungsquelle, siehe Kap. 5.5.2 |
| $U_{6\text{ mA, DC}}$ | Varistorspannung bei 6 mA Gleichstrom bei Raumtemperatur Beschreibung der Spannungsquelle, siehe Kap. 5.5.2 |
| $C (10\text{ kHz})$ | Varistoreigenkapazität bei 10 kHz gemessen mit einer LCR-Messbrücke von Hewlett Packard 4192a bei Raumtemperatur |
| $U_{10\text{ kA}}$ | 10-kA-Restspannung des Varistors bei der Stromform 8/20 μs ermittelt im Prüfkreis nach Abb. 5.6 bei Raumtemperatur |
| $P_{V, \text{inv}}$ | Verlustleistung im Varistor beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1 bei $T = 110\text{ }^{\circ}\text{C}$ |
| U_{inv} | Spannung am Varistor beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1 bei $T = 110\text{ }^{\circ}\text{C}$ |
| $I_{\text{inv, res}}$ | Resistive Komponente des Varistorstroms beim Betrieb am Frequenzumrichter in Versuchsstand 1 bei $T = 110\text{ }^{\circ}\text{C}$ |

Es ist wichtig zu erwähnen, dass während der eigentlichen beschleunigten Alterungsprozedur weder Verlustleistung noch Kennlinienparameter des Varistors aufgenommen wurden. Wegen des großen messtechnischen Aufwandes war das nur in Versuchsstand 1 möglich, so dass die Prüflinge in der Eingangs-, Zwischen- und Ausgangsmessung jeweils für kurze Zeit zur Parameterbestimmung bei Umrichterbetrieb im Versuchsstand 1 betrieben wurden, wobei nur die Zwischenkreisspannung von Versuchsstand 2 angepasst wurde. Die Auswirkung der Zwischenmessung in Versuchsstand 1 auf das Gesamtergebnis der Prüfung wird später diskutiert.

Die Länge der Alterungsprüfung variierte je nach Prüfling und beobachteter Parameterentwicklung zwischen 1000 h und 5000 h. Die Zwischenmessungen wurden

alle 100 h bis 500 h durchgeführt, wobei auch dies an die Entwicklung der Parameter angepasst wurde. Nach Beendigung der eigentlichen Prüfung wurden die Prüflinge z. T. Nachbehandlungen und Nachmessungen unterzogen. Dabei wurde untersucht, wie sich die Kennlinie entweder bei Raumtemperatur oder durch Erhitzen der Prüflinge im Ofen auf 250 °C ohne anliegende Spannung verändert.

Die Darstellung der Ergebnisse des Alterungsverhaltens der Prüflinge soll u. a. folgende Fragen klären:

- 1) Wie äußert sich elektrische Alterung bei permanent auftretenden Transienten?
- 2) Gibt es ein generelles „Muster“, nach dem Varistoren in der angesprochenen Applikation altern, oder ist das Alterungsverhalten material- bzw. herstellerabhängig?
- 3) Gibt es beim gleichen Prüflingstyp grundsätzlich immer gleiches oder jeweils unterschiedliches Alterungsverhalten abhängig von der einwirkenden Belastung?
- 4) In welchem Maß beeinflusst die einwirkende Belastung den Grad der Degradation?
- 5) An welchen Parametern lässt sich elektrische Alterung besonders gut erkennen?
- 6) Bis zu welchem Grad ist Degradation noch akzeptabel, um zuverlässigen Betrieb zu gewährleisten?
- 7) Welche Lebensdauer ist zu erwarten?
- 8) Welche Anforderungen sind an ein alterungsbeständiges Material generell zu stellen?

Zur systematischen Beantwortung der Leitfragen wird folgende Methodik gewählt: Zunächst werden die Parameteränderungen der verschiedenen Prüflingstypen einander gegenübergestellt; die Art der Belastung wird zunächst nicht berücksichtigt. Daran wird erläutert werden, wie sich Alterung überhaupt äußert und an welchen Parametern sie festgestellt werden kann. Anschließend werden die verschiedenen Belastungsszenarien ausgewählter Prüflingstypen vorgestellt, um zu zeigen, welchen Einfluss Art und Grad der Belastung auf die Degradation der Varistoren haben. Durch Vergleich des Maßes der Degradation bei verschiedenen Prüfzenarien lassen sich Beschleunigungsfaktoren bestimmen, anhand derer Lebensdauervoraussagen möglich sind. Abschließend werden konkrete Anforderungen an ein alterungsbeständiges Material genannt sowie deren Umsetzbarkeit diskutiert.

8.2.3 Erklärung grundsätzlicher Kennlinienalterung anhand des Verhaltens unterschiedlicher Prüflingstypen

Zur grundsätzlichen Erklärung, was Kennlinienalterung von Varistoren in umrichter gespeisten Antrieben bedeutet und wie sie sich bei den einzelnen Prüflingstypen generell bemerkbar macht, werden Abb. 8.5 und Abb. 8.6 herangezogen. Vorab muss erwähnt werden, dass die Parameter $U_{1\text{ mA, DC}}$, $U_{6\text{ mA, DC}}$ und $C(10\text{ kHz})$ zu Beginn an neuen Prüflingen aufgenommen wurden, während die Parameter $P_{\text{V, inv}}$, U_{inv} und $I_{\text{inv, res}}$ auf die Endwerte der Verlustleistungsmessung im Zuge der Eingangsmessung nach ca. einer Stunde bezogen werden. So wird die z. T. starke Änderung der Parameter $U_{1\text{ mA, DC}}$, $U_{6\text{ mA, DC}}$ und $C(10\text{ kHz})$ innerhalb der ersten Stunde erklärt, weil bereits die Eingangsmessung der Verlustleistung zu einer Kennlinienverschiebung führt. Beim Vergleich von $U_{1\text{ mA, DC}}$, $U_{6\text{ mA, DC}}$ bei allen untersuchten Prüflingstypen fällt auf, dass beide Parameter sich stets nach dem gleichen Trend ändern, wobei die Änderung von $U_{6\text{ mA, DC}}$ immer geringer ausfällt als die von $U_{1\text{ mA, DC}}$. Nachfolgend wird die Änderung der Parameter $U_{1\text{ mA, DC}}$, $U_{6\text{ mA, DC}}$ allgemein als „Änderung der Kennlinie im Leckstrombereich“ bezeichnet. Ein Anstieg der gemessenen Verlustleistung bei Umrichterbetrieb ist immer verbunden mit kleineren Werten für $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$; allerdings kann auch eine geringe Änderung von $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$ mit einer starken Änderung der Verlustleistung verbunden sein, wie es z. B. bei Prüflingstyp 5 ab ca. 500 Stunden Versuchszeit der Fall ist. Mit anderen Worten drückt sich sinkende Verlustleistung immer in größeren Werten für $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$ aus, wie bei Prüflingstyp 1 ab ca. 300 Stunden Versuchszeit beobachtet werden kann. Wenn die Verlustleistung steigt, wird U_{inv} kleiner bzw. I_{inv} nimmt geringfügig zu (vgl. Prüflingstypen 4 und 5, Abb. 8.6); mit sinkender Verlustleistung nimmt U_{inv} zu und I_{inv} wird geringfügig kleiner, wie beim Prüflingstyp 1 ab einer Versuchszeit von 300 Stunden. Die Änderung der Kapazität scheint keinen erkennbaren Regeln zu folgen; allerdings war der Trend bei einem Prüflingstyp stets konsistent, so dass z. B. bei Prüflingstyp 2 innerhalb der ersten Stunde die Kapazität um ca. 10 % gegenüber dem Startwert abnahm und für die restliche Versuchszeit auf einem konstanten Niveau blieb. Für die Prüflingstypen 1, 4 und 5 war die Änderung der Kapazität insgesamt sehr gering, und zudem wurde sie unvorhersehbar entweder geringfügig kleiner oder größer.

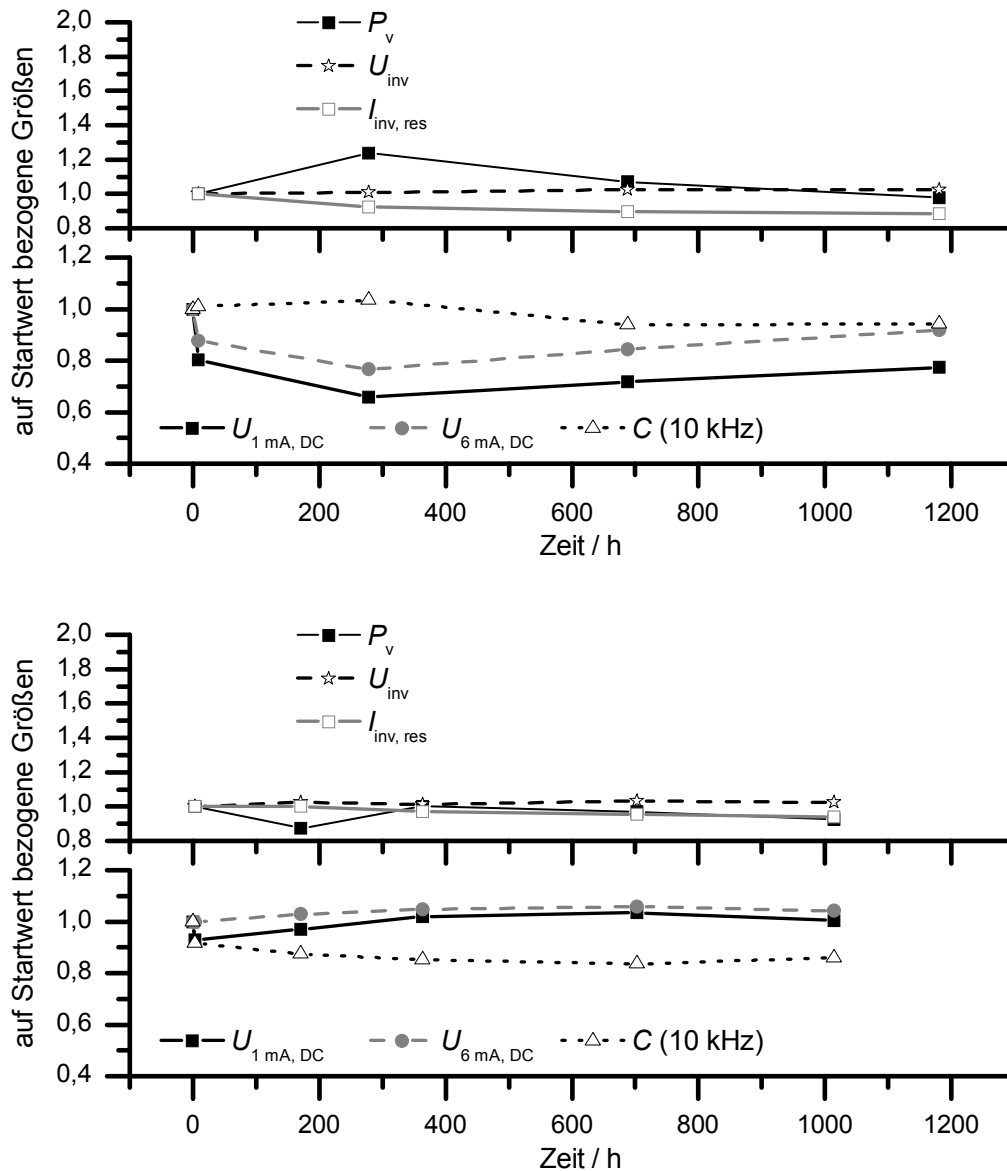


Abb. 8.5: Gemessene Änderung der Auswerteparameter für die Varistoren vom Typ 1 (oben) und Typ 2 (unten) bei $k_K = 1,25$

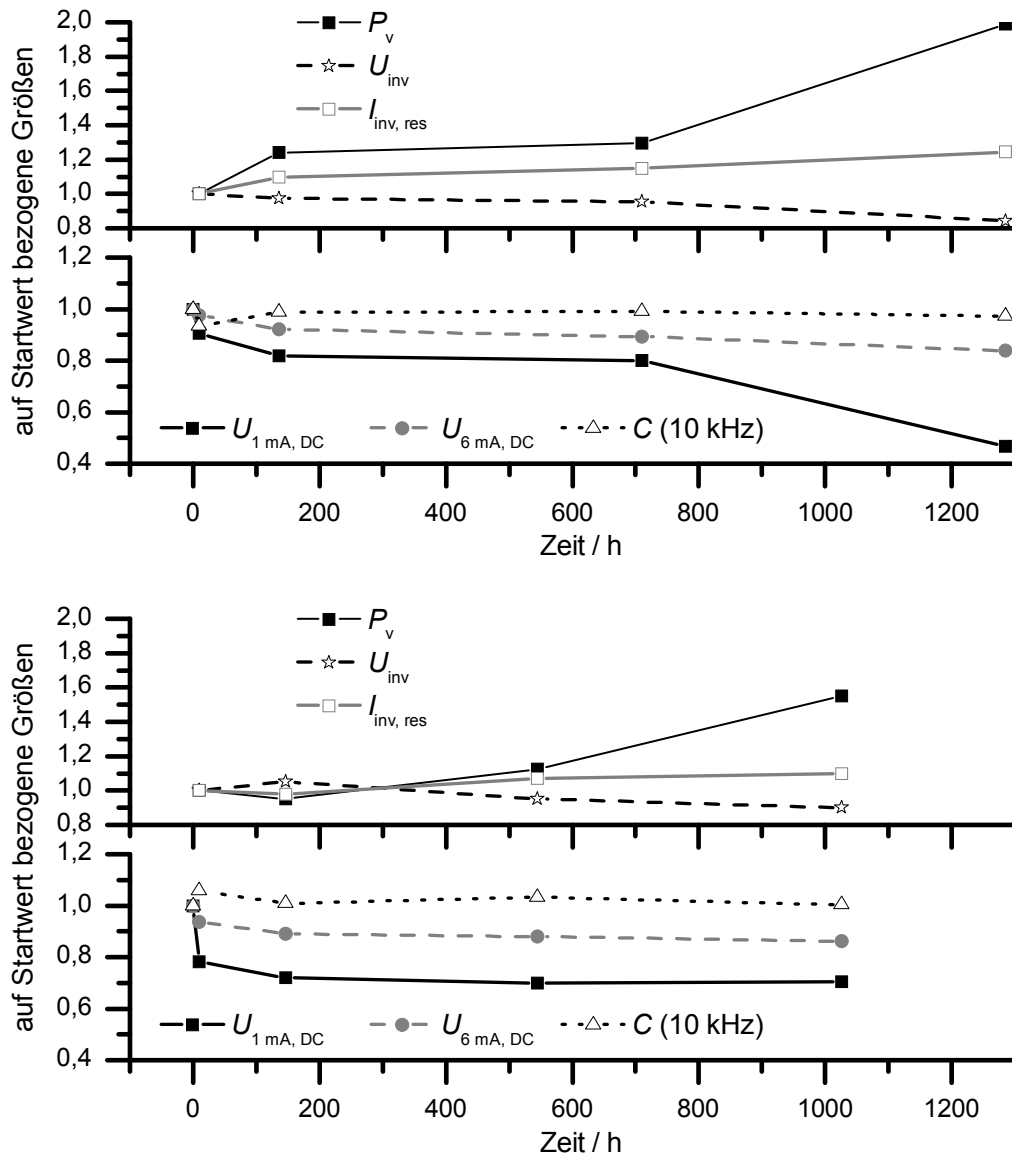


Abb. 8.6: Gemessene Änderung der Auswerteparameter für die Varistoren vom Typ 4 (oben) und Typ 5 (unten) bei $k_K = 1,25$

Anhand der oben erklärten Ergebnisse aus Abb. 8.5 und Abb. 8.6 lässt sich nun genau sagen, wie sich Kennlinienalterung von Varistoren bei permanent auftretenden Überspannungen bemerkbar macht. Steigende Verlustleistung im Varistor führt im Dauerbetrieb zu thermischer Instabilität, so dass auch hier eine höhere Verlustleistung als negativ bewertet wird und an ihr die Kennlinienalterung festgemacht wird. Bei konventioneller Alterung z. B. unter Wechselspannung wird steigende Verlustleistung durch einen höheren Strom bei gleicher anliegender Spannung bzw. einer kleineren Spannung bei gleichem eingprägten Strom hervorgerufen. Die Kennlinie verschiebt sich also im Leckstrombereich nach rechts, wie in Abb. 8.7 schematisch dargestellt. Die Begleitmessungen der Parameter $U_{1 \text{ mA, DC}}$ und $U_{6 \text{ mA, DC}}$ bei Umrichterbetrieb zeigen aber genau den gleichen Trend – mit steigender Verlustleistung werden die

Spannungen $U_{1 \text{ mA, DC}}$ und $U_{6 \text{ mA, DC}}$ stets geringer; mit sinkender Verlustleistung werden die Parameter $U_{1 \text{ mA, DC}}$ und $U_{6 \text{ mA, DC}}$ größer. Degradation macht sich also auch hier durch eine Kennlinienverschiebung nach rechts im Leckstrombereich bemerkbar. Die unterschiedliche Intensität der Verschiebung bei 1 mA und bei 6 mA bedeutet, dass die Degradation bei kleinen Strömen beginnt und sich mit der Zeit hin zu größeren Strömen ausweitet. Das könnte auch eine mögliche Erklärung sein, weswegen der Schutzpegel U_{inv} bei steigender Verlustleistung kleiner wird.

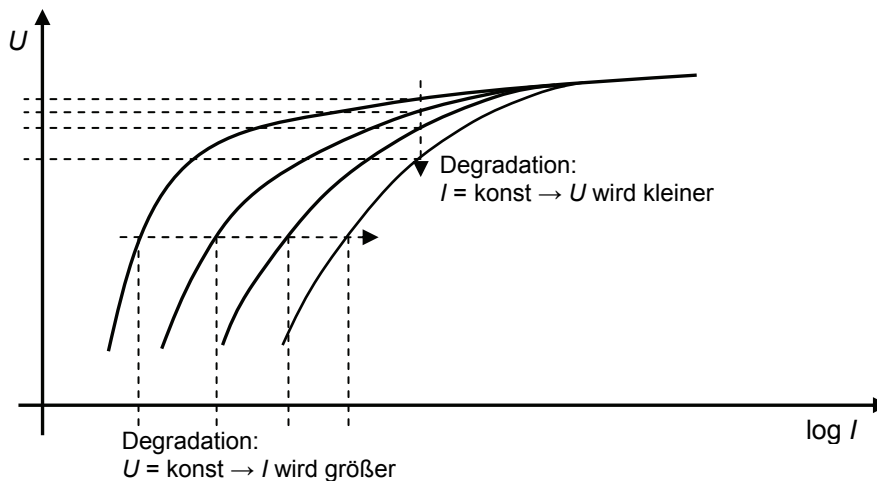


Abb. 8.7: Schematische Darstellung von Kennlinienalterung im Leckstrombereich

Wie bereits in Kap. 7.1.2 diskutiert, hängt die maximale Spannung am Varistor von der Kabelimpedanz ab, so dass in der Anwendung von in den Varistor eingepprägten Strömen die Rede ist. Wenn nun die Kennlinie in der oben beschriebenen Art degradiert, bedeutet das für einen eingepprägten Strom, dass die Spannung geringer werden muss. Nun stellt sich die Frage, weshalb überhaupt die Verlustleistung steigt, wenn doch die höchste Spannung bei gleichem Strom geringer wird? Die Steilheit der Wanderwelle wird über die Varistoreigenkapazität eingestellt. Da sich die Varistorkapazität während des Alterungsprozesses aber nur marginal ändert, bleibt die Form der einlaufenden Spannung nahezu unverändert, so dass sowohl im neuen als auch im gealterten Zustand zu jeder Zeit mit Ausnahme des Spannungsmaximums fast gleiche Spannungswerte am Varistor anliegen. Da sich beim gealterten Varistor aber die Kennlinie in der Art verschiebt, dass bei gleicher Spannung mehr Strom fließt, ist der Varistor im gealterten Zustand während jeder einlaufenden Spannungswelle länger resistiv leitend als im neuen Zustand. Durch die zeitlich längere Leitfähigkeit vergrößert sich aber auch das Integral nach (5.2), und somit steigt die Verlustleistung. Der beschriebene Fall wird durch übertrieben dargestellte Verhältnisse in Abb. 8.8 grafisch erläutert. Der Schutzpegel wird durch die Degradation geringer, der maximale resistive

Strom bleibt in seiner Amplitude unverändert – allerdings setzt der resistive Stromfluss im degradierten Fall bereits bei deutlich geringerer Spannung ein, so dass die umgesetzte Leistung zwangsläufig größer werden muss. Eine Hysterese in der resistiven Komponente ist in der Darstellung nach Abb. 8.8 nicht berücksichtigt, da ihr Einfluss auf die sich ändernde Leistung durch Degradation vernachlässigbar ist.

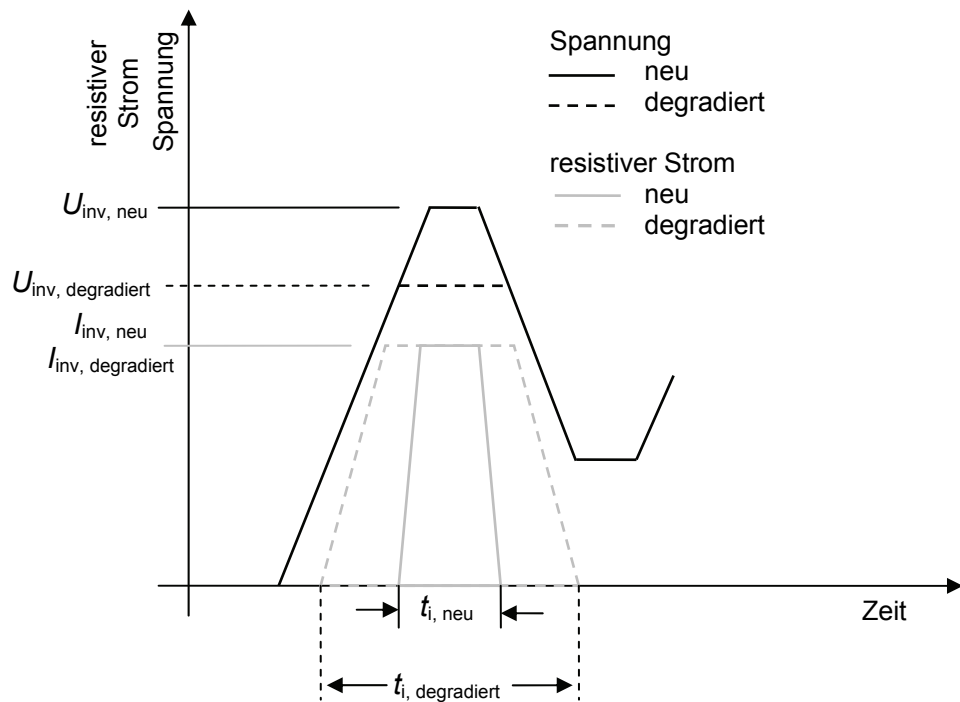


Abb. 8.8: Schematische Darstellung von Spannung und resistivem Strom eines neuen und eines degradierten Varistors

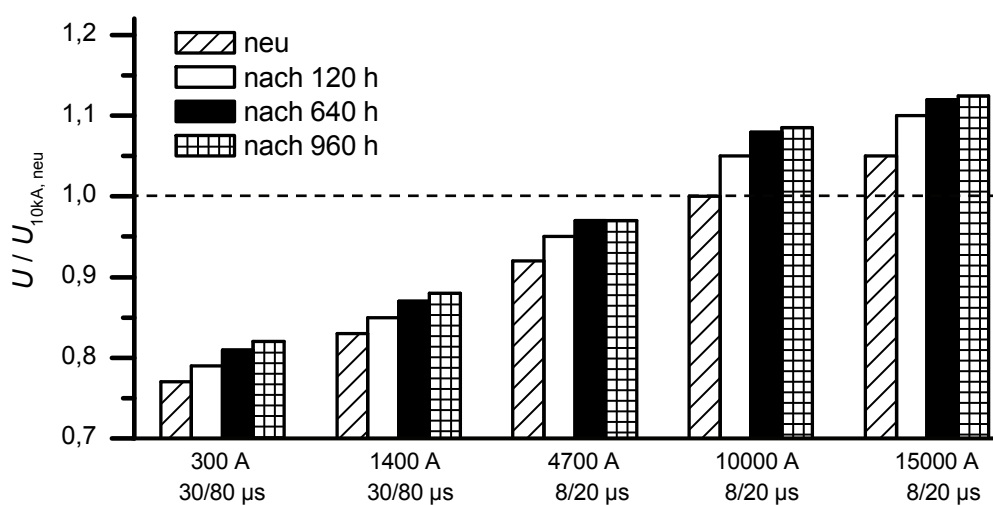


Abb. 8.9: Gemessene Änderung der Kennlinie im Hochstrombereich abhängig von der Versuchszeit für verschiedene Stoßstromamplituden und -formen bei $k_K = 1,25$

Was in Abb. 8.5 und Abb. 8.6 noch nicht berücksichtigt wird, ist die Änderung der Kennlinie im Restspannungsbereich, da er aus elektrischer Sicht keine Bedeutung für den Betrieb bei hochfrequent auftretenden Transienten hat. Die Messungen haben aber gezeigt, dass für alle Varistoren innerhalb der ersten Stunden Betriebsdauer die 10-kA-Restspannung um ca. 5 % ansteigt und sich dann im weiteren Verlauf der Prüfung immer weniger ändert. Zur Verdeutlichung ist in Abb. 8.9 die Änderung der Restspannung eines Prüflings vom Materialtyp 5 für verschiedene Stromhöhen und Stromformen gezeigt. Für alle gemessenen Ströme ist die Änderung innerhalb der ersten 120 Stunden mit 3 % ... 6 % am größten. Je länger die Prüfung dauert, desto geringer fällt die Änderung im Hochstrombereich aus. Das Verhalten dieses Prüflings ist repräsentativ für alle untersuchten Prüflinge unabhängig von Material und Grad der Belastung.

Die hier dargestellten Gegenüberstellungen der aufgenommenen Parameter haben gezeigt, dass sich elektrische Alterung von Varistoren bei permanent auftretenden Überspannungen ähnlich äußert wie bei Gleich- oder Wechselspannung, nämlich durch einen Anstieg der Verlustleistung, der durch eine Verschiebung der U - I -Kennlinie hervorgerufen wird. Jedoch lässt sich steigende Verlustleistung bzw. Kennlinienalterung auch an anderen, deutlich einfacher zu bestimmenden Parametern festmachen, wie z. B. der Änderung der Kennlinie im Leckstrombereich. Die Messungen haben gezeigt, dass ein zuverlässiger Zusammenhang zwischen Verlustleistungsänderung und Kennlinienänderung im Leckstrombereich besteht, so dass möglicherweise auf die aufwendige Messung der Verlustleistung bei Umrichterbetrieb verzichtet werden kann.

Die Änderung von U_{inv} und $I_{inv, res}$ zur Bewertung von elektrischer Alterung allein ist kritisch zu beurteilen: Die Messungen haben gezeigt, dass ein Verlustleistungsanstieg meist mit sinkenden Werten für U_{inv} und $I_{inv, res}$ verbunden ist. Allerdings wurde auch gezeigt, dass die Kennlinienänderung im Leckstrombereich beginnt und sich dann hin zu höheren Strömen fortsetzt, so dass U_{inv} und $I_{inv, res}$ möglicherweise zunächst größer werden oder unverändert bleiben, obwohl die Kennlinie bereits stark altert. Darum sollten diese Parameter nicht zur alleinigen Bestimmung von Alterungseffekten herangezogen werden.

Die Restspannung im Hochstrombereich ändert sich unabhängig von Alterungseffekten immer hin zu höheren Werten, so dass hieraus auf keinen Fall ein Rückschluss auf das Alterungsverhalten gezogen werden kann. Ein ähnliches Verhalten wurde auch in

[Law 89] festgestellt. Auch die Änderung der Varistorkapazität hat sich als wenig aussagekräftig herausgestellt, da sie anscheinend unabhängig von Belastung und Alterungsverhalten ist. Insgesamt sind also die Parameter $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$ neben der Verlustleistung die aussagekräftigsten. Da sie auch sehr einfach und schnell zu messen sind, werden sie somit bei zukünftigen Betrachtungen zur Evaluierung der Alterungsintensität verstärkt herangezogen.

Nach den bisherigen Überlegungen handelt es sich demnach beim Materialtyp 2 um alterungsbeständiges Material, da sich die Kennlinie im Verlauf der Messung nicht verschlechtert, sondern permanent verbessert. Die Kennlinie von Materialtyp 1 verschlechtert sich zunächst, allerdings erholt sie sich im Laufe der Prüfung wieder, so dass es sich hier um ein Mischverhalten je nach betrachtetem Zeitpunkt während der Prüfung handelt. Bei Materialtyp 4 steigt ab ca. 500 h Prüfzeit die Verlustleistung stark an, und gleichzeitig bricht die Kennlinie im Leckstrombereich ein, was deutliche Hinweise auf nicht alterungsbeständiges Material sind. Materialtyp 5 zeigt ähnliches Verhalten, wenn auch nicht ganz so stark ausgeprägt.

Bei den bis hierhin getroffenen Aussagen in Bezug auf das Alterungsverhalten der verschiedenen Materialien handelt es sich um generelle Trends, die bei der gleichen Belastung der verschiedenen Prüflinge gemessen wurden. Allerdings ist hier die Intensität der Belastung noch nicht berücksichtigt, wonach das Alterungsverhalten entsprechend unterschiedlich ausgeprägt ausfallen kann, wie in den folgenden Abschnitten gezeigt werden wird.

8.2.4 Alterungsverhalten abhängig von der Belastung

Wie bereits in Kap. 7 erläutert, hängt die Belastung der Varistoren von der anliegenden Zwischenkreisspannung respektive vom Kennlinienparameter k_K und von der Betriebstemperatur des Varistors ab. Darüber hinaus hat neben dem Kabeltyp vor allem die Pulsfrequenz des Umrichters einen gewichtigen Einfluss auf die Belastung, wobei sich stärkere Belastung immer durch höhere Verlustleistung äußert. Denkbar wäre auch, dass kürzere Anstiegszeiten das Material schneller altern lassen; da sich der Spannungsanstieg hier aber über die Varistorkapazität einstellt und alle untersuchten Varistoren nahezu gleiche Kapazitätswerte besitzen, wurde ein solcher Ansatz hier nicht weiter verfolgt. Nachfolgend wird demnach das Alterungsverhalten von Varistoren bei unterschiedlichem k_K und verschiedenen Kabeltypen gezeigt. Die Prüftemperatur wird zunächst konstant bei 115 °C gehalten. Die Pulsfrequenz wird auf 3 kHz eingestellt.

In Abb. 8.10 ist die Änderung der Varistorspannung bei verschiedenen Belastungen für die Prüflingstypen 1 und 2 gezeigt. Bei allen Prüflingen ist ein unterschiedlich stark ausgeprägter Rückgang der Spannung innerhalb der ersten Stunden zu erkennen. Anschließend erholt sich die Kennlinie (Messung a, b, e) wieder bzw. verschlechtert sich zunächst nicht weiter (Messung c, d). Der Vergleich von Messung a und b zeigt, dass geringere Zwischenkreisspannung zu weniger Belastung und so zu weniger Alterung führt; im gegebenen Fall wurde die Zwischenkreisspannung von 600 V bei Messung a auf 500 V bei Messung b reduziert, so dass der Einbruch der Kennlinie nach wenigen Stunden deutlich geringer bei Messung b als bei Messung a ausfällt. Interessanter Weise erholt sich die Kennlinie bei beiden Messungen ab derselben Versuchszeit, so dass das „Muster“ des Alterungsprozesses unabhängig von der Belastung ähnlich zu sein scheint, jedoch unterschiedlich stark ausgeprägt.

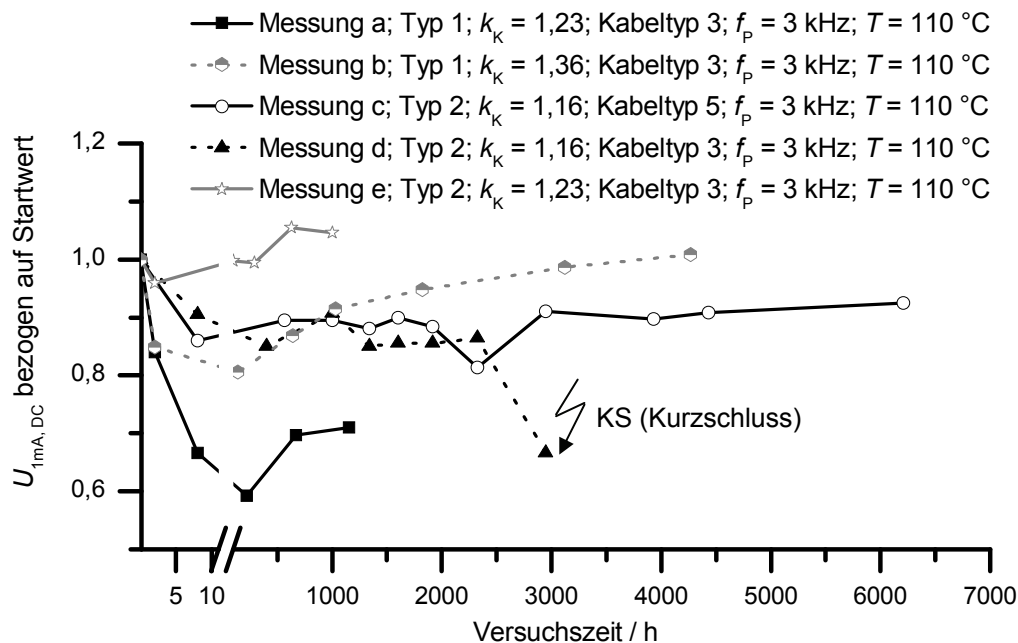


Abb. 8.10: Gemessenes belastungsabhängiges Alterungsverhalten der Prüflinge vom Materialtyp 1 und 2

Ein analoges Ergebnis ergibt sich beim Vergleich der Messungen c, d und e: Nach einem unterschiedlich starken Rückgang der Varistorspannung innerhalb der ersten Stunden erholt sich die Kennlinie wieder, wobei der Verlauf bei Messung e auf den geringsten Alterungseffekt hindeutet, da im Vergleich zu Messung d die Zwischenkreisspannung reduziert wurde. Dann gilt auch hier, dass geringere Belastung in weniger ausgeprägter Alterung resultiert. Bei Messung c und d ist die Belastung die gleiche – allerdings sind die Kabeltypen unterschiedlich. Wegen des

geringeren Wellenwiderstands beim geschirmten Kabeltyp 3 ist die Belastung verglichen zum Kabeltyp 5 höher. Das Alterungsmuster ist zunächst bei Messung c und d sehr ähnlich; jedoch endet Messung d nach ca. 3000 Stunden mit einem elektrischen Durchschlag des Prüflings, möglicherweise aufgrund der höheren Belastung.

Wünschenswert für ein alterungsbeständiges Material ist ein Alterungsverhalten nach Messung e, da hier die Kennlinie sich zu Beginn nur geringfügig verschlechtert und sich während des gesamten Versuchsverlaufs kontinuierlich verbessert, so dass hier kein Lebensdauerende absehbar ist. Schwieriger zu bewerten hingegen sind Verläufe nach den Messungen c und d, da hier nach einem anfänglichen Einbruch der Kennlinie zunächst keine weitere Verschlechterung auftritt, jedoch wie in Messung d beobachtet, der Ausfall des Prüflings quasi unvorhersehbar und abrupt eintritt. An dieser Stelle muss erwähnt werden, dass ein elektrischer Ausfall des Varistors nicht immer durch Alterung zu begründen ist, sondern dass auch energetische Überlastung in Folge von Materialstreuung immer mit berücksichtigt werden muss. So wurde in [Rei 08] in einer umfassenden Prüfreihe von Varistoren verschiedener Hersteller gezeigt, dass einige wenige Prüflinge bereits bei Belastung mit ihrer Nennenergie ausfallen. Dieses Risiko besteht bei jeder Ableiteranwendung!

Die Ergebnisse der Untersuchungen mit Prüflingen vom Typ 5 sind in Abb. 8.11 gezeigt. Auch hier ist bei allen Messungen ein starker anfänglicher Rückgang der Varistorspannung zu erkennen. Im Gegensatz zu den Messungen mit den Prüflingstypen 1 und 2 ist keine Erholung der Kennlinie beim Prüflingstyp 5 im weiteren Verlauf der Messung zu erkennen. Je nach Belastung verschlechtert sich die Kennlinie kontinuierlich mit unterschiedlicher Intensität. Auch hier gilt, dass eine geringe Belastung in Folge kleinerer Zwischenkreisspannung ein weniger ausgeprägtes Alterungsverhalten nach sich zieht und auch hier ist das Alterungsmuster bei allen Messungen ähnlich. Messung g endete nach ca. 300 Stunden und Messung f nach ca. 1000 h mit einem Ausfall des Prüflings in Folge zu starker Belastung, wobei eine Belastungsgrenze an späterer Stelle diskutiert wird.

Insgesamt handelt es sich bei Materialtyp 5 um nicht alterungsbeständiges Material, da die Kennlinie sich unabhängig von der Belastung bei allen Prüfzyklen kontinuierlich verschlechtert. Lediglich bei rein kapazitivem Betrieb des Varistors treten keine Alterungseffekte auf (vgl. Messung j). Varistoren vom Prüflingstyp 4 verhielten sich vom Grundsatz her ähnlich wie die vom Typ 5. Auch hier handelt es sich um nicht

alterungsbeständiges Material, das abhängig von der Belastungsintensität mehr oder weniger schnell altert (vgl. Abb. 8.12).

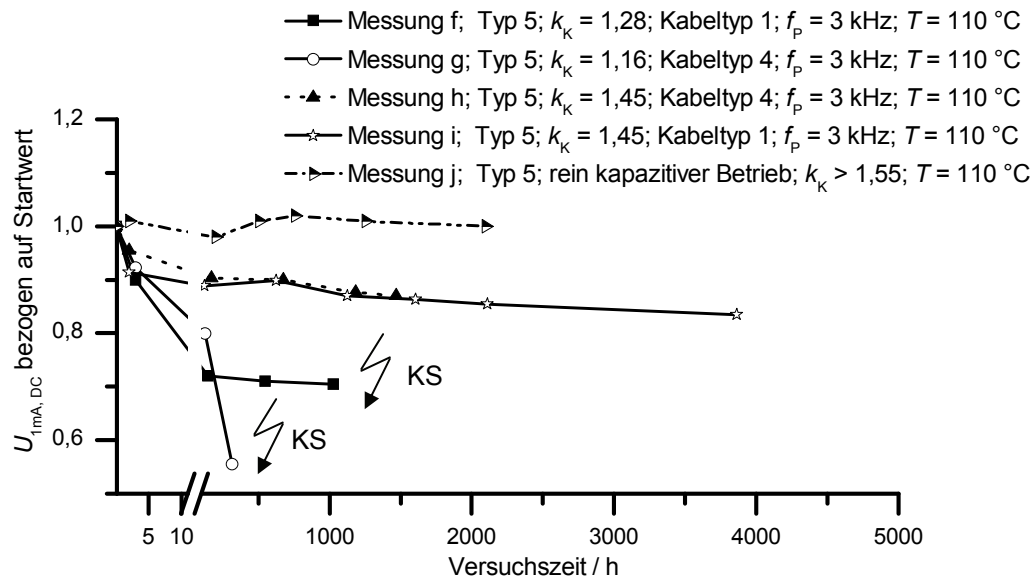


Abb. 8.11: Gemessenes belastungsabhängiges Alterungsverhalten der Prüflinge vom Materialtyp 5

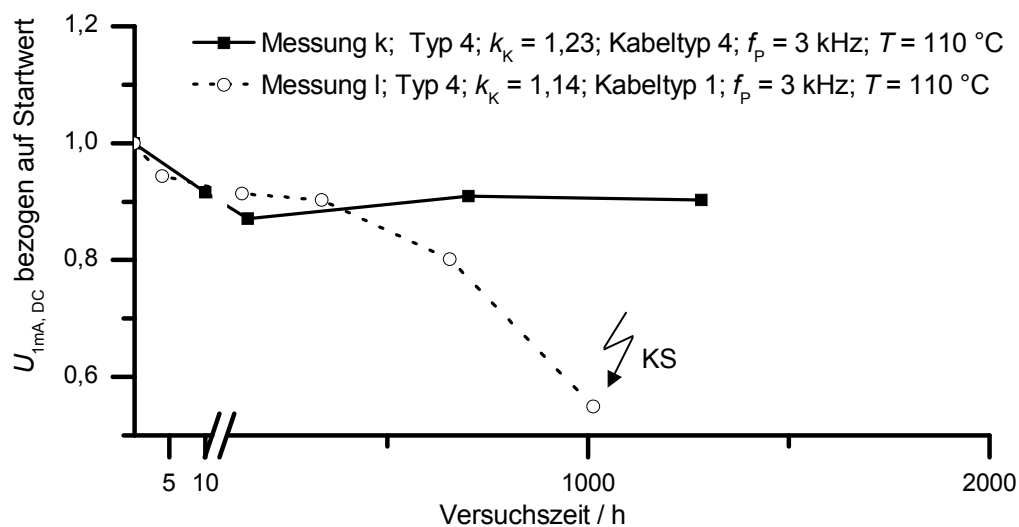


Abb. 8.12: Gemessenes belastungsabhängiges Alterungsverhalten der Prüflinge vom Materialtyp 4

Allerdings war hier eine systematische Auswertung nicht möglich, da die Streuung der Prüfergebnisse bei gleicher Belastung sehr groß war, so dass die Qualität des Materials innerhalb der Prüflingscharge sehr unterschiedlich ist. Deswegen wurden Prüflinge vom Typ 4 in weiteren Untersuchungen nicht mehr berücksichtigt. Trotzdem gilt auch hier, dass eine kleinere Zwischenkreisspannung in geringerer Alterungsintensität resultiert, so dass diese Aussage für Metalloxid-Varistoren in der angesprochenen Anwendung allgemein gültig zu sein scheint.

Zur Verifikation der Aussage, dass Prüflinge vom gleichen Material grundsätzlich nach dem gleichen Muster, jedoch unterschiedlich intensiv je nach einwirkender Belastung altern, wurden drei Prüflinge vom Materialtyp 5 gleichzeitig bei gleicher Belastung gealtert; der einzige Unterschied bestand in verschieden hohen Zwischenkreisspannungen bei den Zwischenmessungen. Der Verlauf der Varistorspannungen der Prüflinge ist in Abb. 8.13 gezeigt. Hier muss noch einmal erwähnt werden, dass bereits vor der eigentlichen Alterungsprüfung eine ca. 2-stündige Eingangsmessung bei Umrichterbetrieb erfolgt; im gegebenen Fall werden bereits bei der Eingangsmessung unterschiedliche Zwischenkreisspannungen eingestellt, so dass die Belastungen nicht gleich sind.

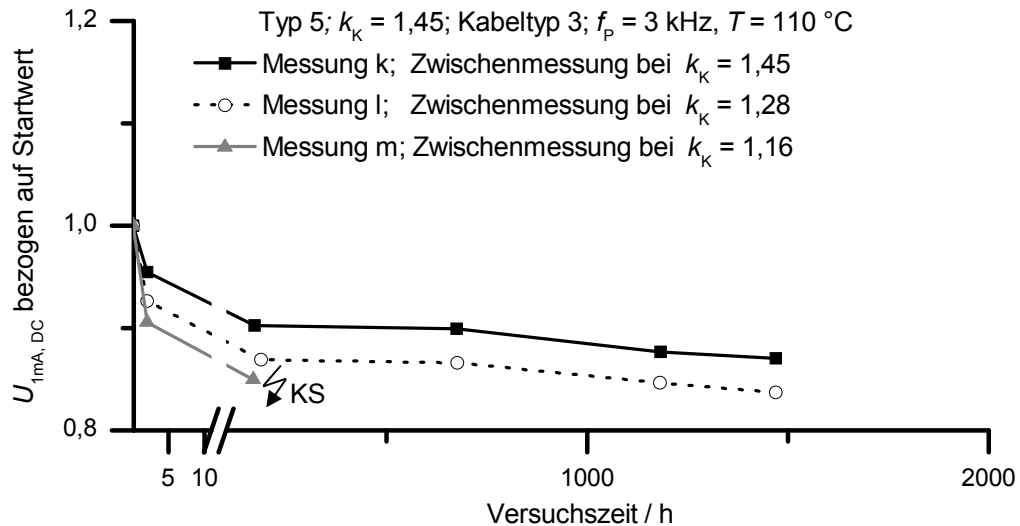


Abb. 8.13: Einfluss der Eingangs- bzw. Zwischenmessung auf das Alterungsverhalten gezeigt am Prüflingstyp 5

Die Eingangsmessungen üben eine Art Konditionierungseffekt auf den Prüfling aus, der sich in Rückgängen der Varistorspannung von 5 %, 7 % und 10 % ausdrückt. Diese Konditionierung bleibt über die gesamte Versuchsdauer hin erhalten. Der Alterungseffekt durch die eigentliche Alterungsprüfung ist demnach bei allen Prüflingen gleich (gleiches Alterungsmuster). Durch die unterschiedlich starke Konditionierung

sind die Absolutwerte der Kennlinie aber bei den einzelnen Prüflingen verschieden. Die weiteren Zwischenmessungen erfolgten ebenfalls bei unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen. Allerdings ist dieser Einfluss nicht mehr messbar, da der Alterungseffekt innerhalb der ca. zwei Stunden Zwischenmessung vernachlässigbar gegenüber dem der vorherigen eigentlichen Alterungsprüfung ist. Daher verlaufen die Kurven in Abb. 8.13 nach der Konditionierung parallel und entfernen sich trotz unterschiedlicher Belastungen während der Zwischenmessungen nicht weiter voneinander. Die zu hohe Zwischenkreisspannung in Messung m hat während der zweiten Zwischenmessung bei ca. 120 Stunden Versuchszeit zu einem Ausfall des Prüflings geführt.

Insgesamt lässt sich also sagen, dass die Zwischenmessung während der Alterungsprüfung keinen spürbaren Einfluss auf das Alterungsverhalten hat, da die Dauer im Vergleich zur gesamten Versuchsdauer zu kurz ist. Die Eingangsmessung jedoch hat wegen des Konditionierungseffekts sehr wohl einen Einfluss auf das gesamte Prüfergebnis. Um die Vergleichbarkeit der Parameter zwischen Eingangs- und Zwischenmessung weiterhin zu gewährleisten, ist es notwendig, dass gleiche Belastungen gewählt werden. Um das Gesamtergebnis der Prüfung nicht zu verfälschen, sollte die Belastung bei Eingangs- und Zwischenmessung vergleichsweise gering gewählt werden, z. B. $k_K = 1,35 \dots 1,4$. So hätte der Ausfall des Prüflings in Messung m verhindert werden können, der nicht wegen zu starker Alterung durch die Alterungsprüfung ausgefallen ist, sondern wegen thermischer Instabilität in Folge zu hoher Belastung während der Zwischenmessung.

8.2.5 Ermittlung von Beschleunigungsfaktoren

Um eine zuverlässige Aussage über die zu erwartenden Lebensdauern der Varistoren treffen zu können, ist es zwingend notwendig, den Grad der Beschleunigung in den Alterungsprüfungen zu kennen. Um aber überhaupt eine Zeitraffung ermitteln zu können, müssen Untersuchungen unter verschiedenen Belastungszuständen mit Material durchgeführt werden, bei dem möglichst schnell ein Alterungseffekt zu erkennen ist. Durch Vergleich der Alterungsintensität zu unterschiedlichen Zeitpunkten lässt sich dann der Beschleunigungseffekt durch die entsprechende Belastungserhöhung feststellen. In den bereits vorgestellten Untersuchungen hat sich herausgestellt, dass Prüflinge vom Materialtyp 5 in jedem Fall altern, sobald sie resistiv angesteuert werden. Die Alterung erfolgt kontinuierlich ohne Erholungsphasen und unterschiedlich ausgeprägt abhängig von der Belastung. Dieses Material erfüllt somit alle primären Anforderungen, um Beschleunigungsfaktoren ermitteln zu können.

Varistoren vom Typ 4 altern auch, allerdings ist der Effekt trotz gleicher Belastung abhängig von der Qualität des Prüflings, so dass sich dadurch keine zuverlässige Aussage treffen lassen wird. Die Prüflingstypen 1 und 2 zeigen nur zu Beginn leichte bis mittlere Alterungserscheinungen; je nach Belastungsintensität erholt sich die Kennlinie mit zunehmender Versuchsdauer, so dass auf diese Weise keine Aussage über Zeitraffung möglich ist.

Zur Ermittlung der Zeitraffung wurden nun verschiedene Prüfscenarien durchgeführt, in denen die Prüfparameter Pulsfrequenz, Betriebstemperatur und Zwischenkreisspannung (respektive k_K) variiert wurden. Die Untersuchungen wurden in Versuchsstand 2 mit dem Kabeltyp 4 durchgeführt. Als Auswerteparameter werden hier ausschließlich die Varistorspannungen $U_{1\text{mA, DC}}$ und $U_{6\text{mA, DC}}$ herangezogen. Der Beschleunigungsfaktor k_B wird definiert als Quotient der Versuchszeiten, zu denen die Kennlinie in gleichem Maße bei unterschiedlichen Belastungen eingebrochen ist. Für einen Rückgang auf 80 % des Ausgangswertes ergibt sich aus Abb. 8.14 beispielsweise ein Beschleunigungsfaktor aus der äußeren linken (Messung r) und äußeren rechten Kurve (Messung o) von:

$$k_B = \frac{t(0,8)_r}{t(0,8)_o} = \frac{400}{10} = 40 \quad (8.1)$$

Alle Beschleunigungsfaktoren aus Abb. 8.14 und Abb. 8.15 sind in Tabelle 8.2 zusammengefasst. Es ergibt sich dabei eine Tabelle mit einer matrixähnlichen Struktur, deren Werte reziprok-symmetrisch zur Hauptdiagonalen sind. Die eingetragenen Beschleunigungsfaktoren entsprechen jeweils dem Quotienten aus t_{Spalte} und t_{Zeile} . Wenn k_B größer als 1 ist, liegt eine Beschleunigung des Belastungszustandes vor, für $k_B < 1$ wird die Belastungssituation durch das durchgeführte Versuchsszenario verlangsamt. Es ist eine gute Übereinstimmung der Werte bei 1 mA und bei 6 mA zu erkennen, was bedeutet, dass die Kennlinie nach Beginn der Alterung in den beiden Kennlinienpunkten gleich schnell altert, was sich in den Ergebnissen vorheriger Messungen schon angedeutet hat.

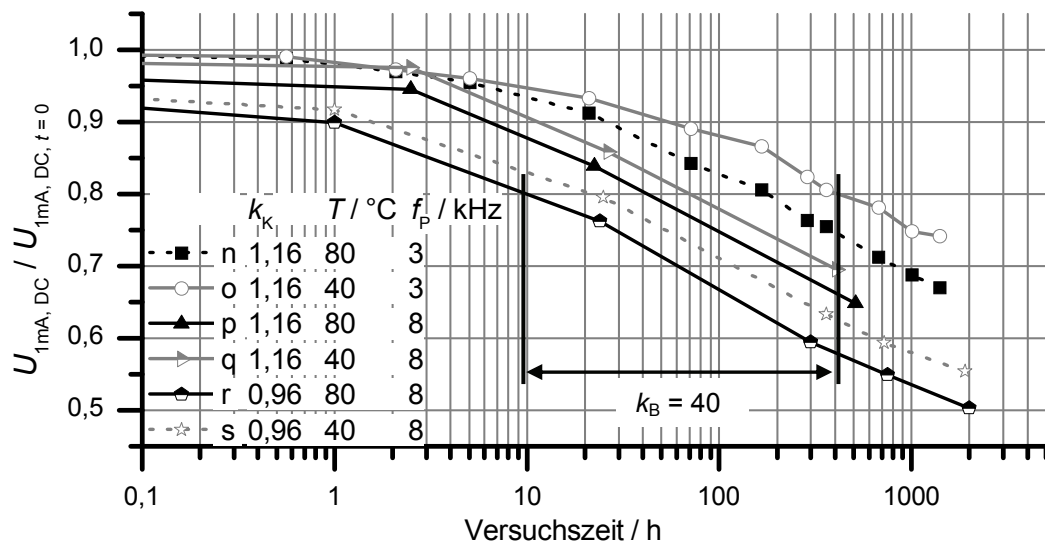


Abb. 8.14: Gemessene Veränderung der Varistorspannung $U_{1\text{mA,DC}}$ der Prüflinge vom Typ 5 für verschiedene Belastungen zur Ermittlung von Beschleunigungsfaktoren

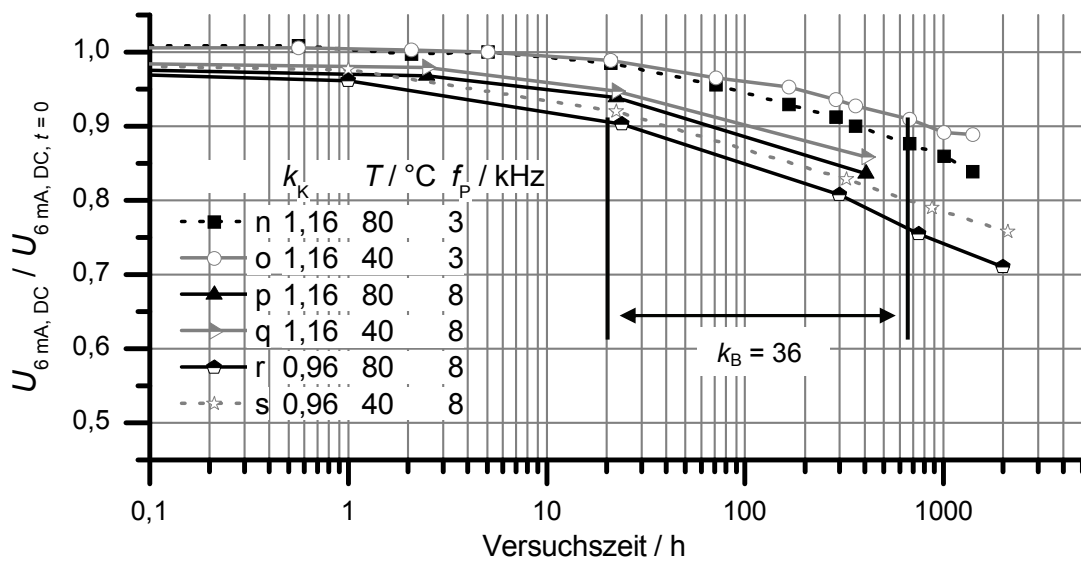


Abb. 8.15: Gemessene Veränderung der Varistorspannung $U_{6\text{mA,DC}}$ der Prüflinge vom Typ 5 für verschiedene Belastungen zur Ermittlung von Beschleunigungsfaktoren

Tabelle 8.2: Beschleunigungsfaktoren k_B berechnet aus den Diagrammen in Abb. 8.14 und Abb. 8.15

| | | | | n | o | p | q | r | s |
|---|-------------|--------------------|-------|------|------|-------|-------|-------|-------|
| | $U/U_{t=0}$ | $U_{DC}(\text{)}$ | t/h | 170 | 400 | 40 | 70 | 10 | 21 |
| | | | | 360 | 800 | 61 | 100 | 22 | 35 |
| n | 0,8 | 1 mA | 170 | 1 | 2,36 | 0,23 | 0,41 | 0,059 | 0,12 |
| | 0,9 | 6 mA | 360 | 1 | 2,22 | 0,17 | 0,28 | 0,061 | 0,1 |
| o | 0,8 | 1 mA | 400 | 0,42 | 1 | 0,1 | 0,18 | 0,025 | 0,05 |
| | 0,9 | 6 mA | 800 | 0,45 | 1 | 0,076 | 0,125 | 0,028 | 0,044 |
| p | 0,8 | 1 mA | 40 | 4,25 | 10 | 1 | 1,75 | 0,25 | 0,53 |
| | 0,9 | 6 mA | 61 | 5,9 | 13,1 | 1 | 1,64 | 0,35 | 0,57 |
| q | 0,8 | 1 mA | 70 | 2,4 | 5,7 | 0,57 | 1 | 0,14 | 0,3 |
| | 0,9 | 6 mA | 100 | 3,6 | 8 | 0,61 | 1 | 0,22 | 0,35 |
| r | 0,8 | 1 mA | 10 | 17 | 40 | 4 | 7 | 1 | 2,1 |
| | 0,9 | 6 mA | 22 | 16,3 | 36 | 2,7 | 4,6 | 1 | 1,6 |
| s | 0,8 | 1 mA | 21 | 8,1 | 19 | 1,9 | 3,3 | 0,48 | 1 |
| | 0,9 | 6 mA | 35 | 10,3 | 22,8 | 1,74 | 2,85 | 0,625 | 1 |

Erläuterungen:

Bezeichnung der Messung in Abb. 8.14 und Abb. 8.15

für die Ermittlung der Beschleunigungsfaktoren zu Grunde gelegtes Verhältnis aus $U_{1\text{ mA, DC}}$ zum Startwert bzw. $U_{6\text{ mA, DC}}$ zum Startwert; die Werte für k_B wurden also für $U_{1\text{ mA, DC}}$ bei einem Rückgang auf 80 % und für $U_{6\text{ mA, DC}}$ bei einem Rückgang auf 90 % ermittelt, jeweils bezogen auf Abb. 8.14 und Abb. 8.15

Werte in der Zeile gültig für Varistorspannung bei 1 mA (Abb. 8.14) bzw. 6 mA (Abb. 8.15)

Zeit in h, zu der die Varistorspannung auf 80 % bzw. 90 % zurückgegangen ist

Beschleunigungsfaktor k_B ermittelt durch Division der Zeit in Zeile durch Zeit in Spalte z. B. grau hinterlegt:

Messung n und Messung s

→ 1 mA $170 : 21 = 8,1$

6 mA $360 : 35 = 10,3$

Das bedeutet Folgendes: Durch Messung s wird Messung n um den Faktor 8,1 (bzw. 10,3) beschleunigt

Ein Einzelvergleich der Messungen n ... s zeigt, dass Messung r die größte Belastung für den Prüfling darstellt und so den stärksten Alterungseffekt bewirkt. Somit bedeutet der kleinste Wert für k_k , die höchste Temperatur und die höchste Umrichterpfulsfrequenz die höchste Belastung, die durch ein größeres k_k , eine geringere Temperatur und eine kleinere Pulsfrequenz sukzessive vermindert werden kann. Eine Erhöhung der Temperatur um 40 K bedeutet beim Vergleich der Messungen n und o, p und q, r und s eine Beschleunigung von $k_B \approx 2$. Die Beschleunigung durch Erhöhung der Pulsfrequenz von 3 kHz auf 8 kHz erhält man durch Gegenüberstellung der Messungen p und n, q und o; der Beschleunigungsfaktor k_B nimmt hier je nach Betrachtung von $U_{1mA, DC}$ und $U_{6mA, DC}$ Werte zwischen 4,25 und 8 an. Eigentlich wird erwartet, dass der Beschleunigungsfaktor genau dem Verhältnis aus den beiden Pulsfrequenzen entspricht, was hier aber offensichtlich nicht der Fall ist. Möglicherweise bewirkt der höhere Verlustleistungsumsatz bei erhöhter Pulsfrequenz eine höhere interne Varistortemperatur (die Temperaturmessung während der Alterungsprüfung erfolgt auf der Varistoroberfläche), die ihrerseits noch weitere Beschleunigung verursacht. Eine weitere Erklärung wäre, dass die Alterung in Folge von Umpolarisierung nicht linear abläuft, so dass erhöhte Pulsfrequenz und so häufigeres Umpolarisieren ebenfalls für weitere Beschleunigung sorgt.

Durch Erhöhung der Zwischenkreisspannung von 500 V auf 600 V wird der Kennlinienparameter von 1,16 auf 0,96 verkleinert, wodurch eine Beschleunigung von $k_B \approx 3$ erzielt wird (Vergleich r und p, s und q).

Der Gesamtbeschleunigungsfaktor bei Veränderung mehrerer Versuchsparameter entspricht dann dem Produkt der Einzelbeschleunigungsfaktoren:

$$k_{B, ges} = \prod_{k=1}^n k_{B,k} \quad (8.2)$$

Messung r stellt in Bezug auf den Prüflingstyp 5 die größtmögliche Belastung dar; es wurden auch Szenarien mit noch höheren Zwischenkreisspannungen, höheren Pulsfrequenzen und höheren Temperaturen untersucht, wobei hier der Prüfling meist im thermisch instabilen Bereich betrieben wurde, so dass die Prüfung nach wenigen Stunden mit einem Ausfall des Prüflings endete. Da die Temperatur im Vergleich zu den anderen beiden Versuchsparametern einen eher geringen Einfluss auf die Beschleunigung hat, wäre es denkbar, durch sehr gute Kühlung Szenarien mit höherer Zwischenkreisspannung und/oder höherer Pulsfrequenz zu realisieren, um so auf noch höhere Beschleunigungsfaktoren zu kommen.

Die Ergebnisse der hier gezeigten Untersuchungen zeigen, dass der Beschleunigungsfaktor, der durch eine Prüfung erzielt wird, abhängig von der eigentlichen Belastung im Dauerbetrieb des Varistors ist. So wäre z. B. keine zeitraffende Alterungsprüfung des Szenarios in Messung r möglich, da hier schon die größtmögliche Belastung angesetzt wird. Ist hingegen die beabsichtigte Dauerbelastung des Varistors der von Messung o ähnlich, so wäre eine maximale Zeitraffung von $k_B = 40$ durch die Parameter in Messung s möglich. Danach wird durch 2000 Stunden Versuchszeit eine Betriebszeit von 80.000 Stunden (oder 9 Jahren) nachgebildet, was bei Bestehen der Prüfung einer Mindestlebenserwartung von ca. 9 Jahren entspricht. Eine Erhöhung der Belastung im Varistordauerbetrieb hat dann eine Reduzierung der Lebenserwartung entsprechend den Werten in Tabelle 8.2 zur Folge. Ein Bestehenskriterium wird später festgelegt. Abschließend sei noch einmal darauf hingewiesen, dass diese Betrachtungen nur für tatsächlich alterndes Material gelten; für nicht alterndes Material lassen sich Lebensdauerbetrachtungen nicht anstellen.

8.2.6 Ausfallverhalten der Varistoren

Da einige der durchgeführten Alterungsversuche zum Ausfall der Prüflinge geführt haben, lässt sich anhand der Nachmessungen definieren, ab welchem Alterungsgrad die Prüflinge in der Regel ausfallen. Für diese Erhebung werden allerdings nur Prüflinge berücksichtigt, die in Folge zu starker Kennlinienalterung ausgefallen sind und nicht solche, die durch zu hohe Anfangsbelastung bereits nach kurzer Versuchszeit thermisch instabil geworden sind.

Grundsätzlich ergaben sich zwei typische Ausfallbilder nach Abb. 8.16. Es war entweder ein Randüberschlag oder ein Durchschlag im Randbereich zu erkennen, was durch die Elektrodengeometrie erklärt wird: Die verwendeten Elektroden waren im Durchmesser ca. 5 mm kleiner als die Varistoren, so dass der Randbereich der Varistoren weniger durch die Elektroden gekühlt wurde als das Innere der Varistoroberfläche. Auf diese Weise wird im Fall thermischer Instabilität der Randbereich des Varistors am stärksten elektrisch belastet, da durch eine höhere Temperatur dort der Widerstand geringer ist als auf der übrigen Oberfläche und es so bevorzugt zum Ausfall im Randbereich kommt. Alle ausgefallenen Varistoren sind durch Kurzschluss ausgefallen!

Dadurch, dass die Ausfälle stets im Randbereich erfolgten, war es möglich, den elektrisch beschädigten Teil des Varistors mit einer Zange herauszubrechen und so eine Abschlussmessung im Leckstrombereich durchzuführen, wodurch genau

bestimmt werden kann, zu welchem Zeitpunkt des Kennlinienalterungsprozesses der Varistor ausgefallen ist. Durch das Herausbrechen der Fehlstelle wird die Oberfläche des Varistors verkleinert, so dass sich in Folge einer veränderten Stromdichte auch eine Spannungsänderung einstellen müsste. Da die Oberfläche des herausgebrochenen Stücks aber viel kleiner als die Gesamtoberfläche des Varistors ist, kann der sich so ergebende Fehler in der Spannung vernachlässigt werden.

Nach einem Fehler elektrisch wiederhergestellte Prüflinge können nicht weiter in der Anwendung bei Umrichterspannung betrieben werden, da sie bereits nach kurzer Zeit erneut ausfallen, was bedeutet, dass die Materialermüdung nicht konzentriert an einer Stelle eintritt, sondern im gesamten Volumen. Die erneuten Ausfälle wieder hergestellter Prüflinge erfolgen dann auch ausschließlich im Randbereich, jedoch nicht zwangsläufig an der Stelle, wo der Defekt entfernt wurde, so dass auch eine lokale Feldstärkeerhöhung durch eine verursachte Spitze als erneute Fehlerursache ausgeschlossen werden kann.

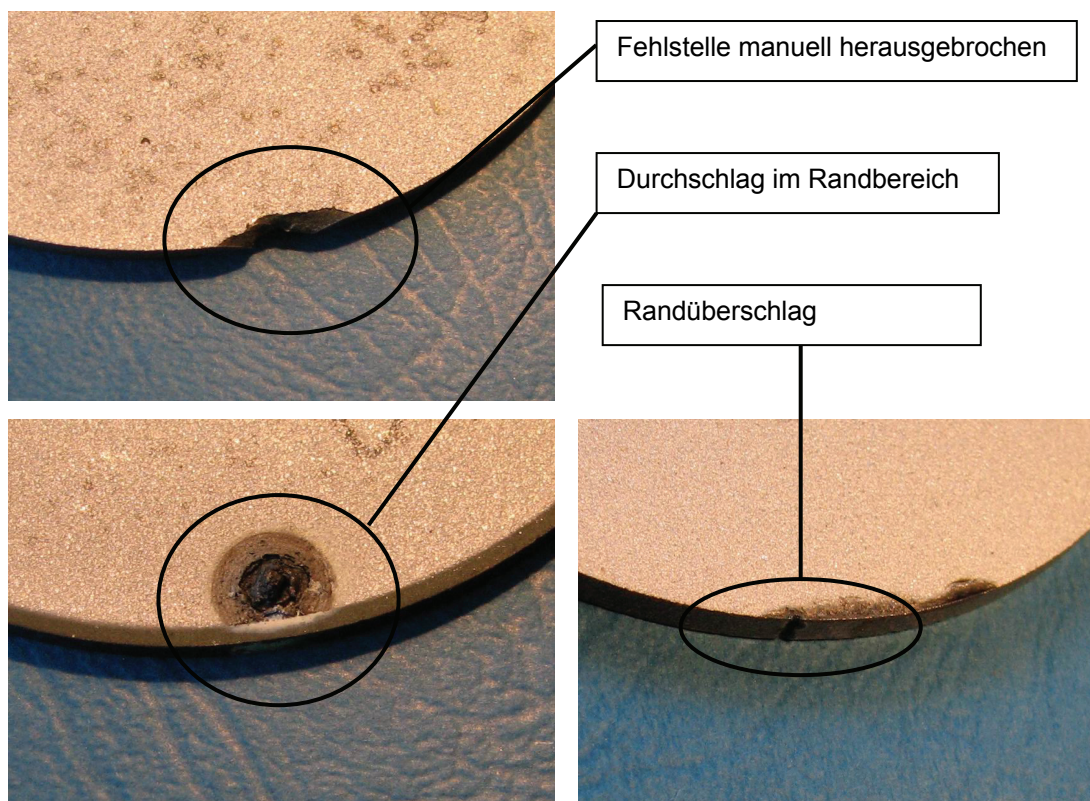


Abb. 8.16: Ausfallbilder (unten links und unten rechts) und manuell herausgebrochene Fehlstelle (oben), um den Varistor wieder elektrisch einsetzbar zu machen

Abb. 8.17 zeigt den Verlauf von Verlustleistung und Oberflächentemperatur des Varistors während des thermischen Instabilwerdens bis hin zum elektrischen Ausfall. Wegen der Temperaturhysterese des Ofens steigt die Temperatur bis $t = 0,1$ h auf ca.

117 °C an, was ebenfalls einen linearen Anstieg der Verlustleistung zur Folge hat. Durch das Abkühlen auf ca. 110 °C sinkt die Verlustleistung wieder. Erneutes Heizen ab $t = 0,2$ h lassen Temperatur und Verlustleistung wieder ansteigen. Da trotz des Abschaltens der Heizung bei $t = 0,3$ h Verlustleistung und Temperatur weiter steigen, wird der Varistor bereits jenseits seiner thermischen Stabilitätsgrenze betrieben. Wegen der sinkenden Umgebungstemperatur durch die abgeschaltete Heizung wird die Temperaturänderungsgeschwindigkeit ab $t = 0,35$ h geringer, was die Zerstörung des Varistors bei $t = 0,42$ h aber auch nicht mehr verhindern kann. Die Verlustleistung wird hier alle 30 s aufgenommen, so dass die um den Faktor 2,2 erhöhte Verlustleistung höchstens 30 s vor dem elektrischen Ausfall gemessen wurde. Bei allen Ausfällen während der Verlustleistungsmessung lag die letzte gemessene Verlustleistung um das Zwei- bis Dreifache über dem Startwert. Darüber hinaus zeigen die Verläufe in Abb. 8.17, dass die Zeit vom Beginn des thermisch instabilen Betriebes bis hin zum Ausfall mit wenigen Minuten sehr kurz ist. Bei Prüflingen, die kurz vor dem Ausfall spannungslos geschaltet wurden, konnte visuell keine sich andeutende Fehlstelle entdeckt werden, so dass der Durchschlagskanal scheinbar willkürlich ohne vorherige Ankündigung sehr schnell entsteht.

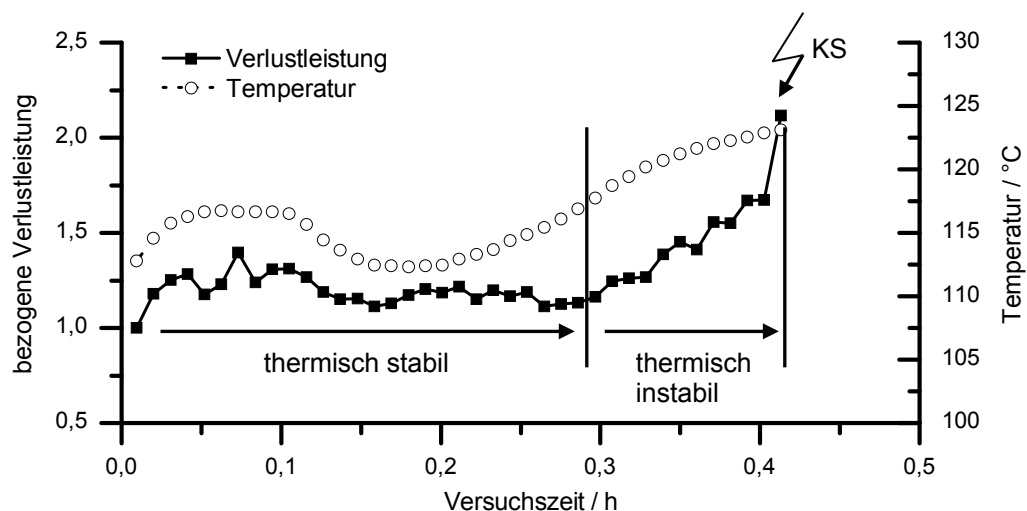


Abb. 8.17: Verlauf von Verlustleistung und Temperatur bis zum Ausfall des Prüflings

Die bezogenen Varistorspannungen $U_{1\text{ mA, DC}}$ nach alterungsbedingtem Ausfall der verschiedenen Prüflingstypen sind in Abb. 8.18 gezeigt. Die Fehlerbalken beschreiben hier den maximalen und minimalen Wert, der an verschiedenen Prüflingen innerhalb einer Charge gemessen wurde. Für die unregelmäßig alternden Materialtypen 1 und 2 liegt die bezogene Ausfallspannung mit 0,62 und 0,63 etwas höher als beim permanent alternden Materialtyp 4 mit 0,58. Insgesamt zeigt die Auswertung der drei angesprochenen Prüflingstypen aber, dass bei einem Einbruch der Varistorspannung

auf 60 % des Anfangswertes ein alterungsbedingter Ausfall möglich ist. Andere Messungen haben aber gezeigt, dass nicht zwangsläufig ein Einbruch unterhalb des 60 % Schwellwertes einen Ausfall zur Folge haben muss (vgl. Messung a Abb. 8.10, Messung r, s Abb. 8.14), sondern dass der Prüfling evtl. noch lange weiter betrieben werden kann. Die Auswertung von Abb. 8.18 zeigt lediglich, dass, wenn ein alterungsbedingter Ausfall stattgefunden hat, die Varistorspannung stets auf ca. 60 % des Anfangswertes zurückgegangen ist.

Ein anderes, weniger konsistentes Ergebnis zeigt die bezogene Ausfallspannung von Prüflingstyp 5 in Abb. 8.18. Sie liegt mit weniger als 40 % deutlich niedriger als bei den anderen gemessenen Prüflingstypen. Allerdings zeigt der Fehlerbalken mit seinem Maximum bei 0,8 die große Spannweite der Messwerte. Obwohl es sich hier um Prüflinge handelt, die ausschließlich nach langem Betrieb im Alterungsversuch ausgefallen sind und nicht um solche, die durch Anfangsüberlastung kurz nach Versuchsbeginn ausgefallen sind, ist die Spannweite der bezogenen Ausfallspannung sehr groß. Es wird vermutet, dass eine Materialinhomogenität bei Prüflingen, die nach Ausfall und Entfernen der Fehlstelle eine vergleichsweise hohe Varistorspannung hatten, zum Ausfall geführt hat, so dass nicht allgemeine Materialermüdung für den Ausfall verantwortlich ist. Bei Prüflingen mit einer bezogenen Ausfallspannung von 40 % wird hingegen allgemeine Materialermüdung als Ausfallursache vermutet. Nicht zuletzt wegen dieses Ergebnisses war eine präzise Evaluierung der Prüflinge des Materialtyps 5 äußerst schwierig, so dass die Prüflinge generell als ungeeignet für die Anwendung beurteilt werden.

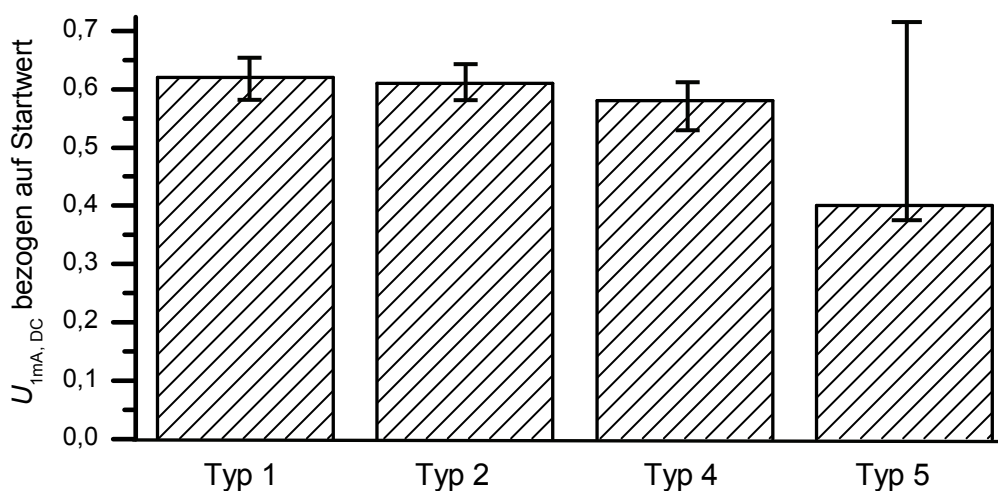


Abb. 8.18: Gemessene bezogene Varistorspannung bei 1 mA nach alterungsbedingtem Ausfall der Prüflingstypen 1, 2, 4, 5
Fehlerbalken repräsentieren die Spannweite der Messwerte

8.3 Kennlinienänderung im spannungslosen Zustand

Im vorliegenden Abschnitt wurde an ausgewählten Prüflingen, die vorher bei Umrichterbetrieb gealtert wurden, untersucht, ob sich spannungsloses Auslagern der Prüflinge bei erhöhter Temperatur von 250 °C auf die alterungsbedingte Kennlinienänderung auswirkt.

8.3.1 Nicht reversible Kennlinienalterung

Tabelle 8.3 zeigt die Veränderungen der Varistorspannungen $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$ in Folge der Alterungsprüfung bei Umrichterbetrieb sowie spannungsloser Erholungsphasen bei Raumtemperatur und Temperaturerhöhung im Ofen und anschließender erneuter Belastung durch Umrichterbetrieb. Der erste Alterungszyklus am Umrichter lässt die Spannungen $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$ auf 84 % und 95 % nach 1500 h zurückgehen, so dass ein Alterungseffekt erkennbar ist. Der spannungslose Zustand bei Raumtemperatur bewirkt nach 700 h keinerlei Veränderungen der Parameter. Eine Temperaturerhöhung auf 250 °C hat zunächst ein Absinken der Spannung zur Folge; nach 66 h steigt die Spannung dann wieder auf Werte im Bereich des Ausgangswertes vor der Temperaturerhöhung. Eine weitere Erholungsphase bei Raumtemperatur bringt erneut keinerlei Veränderung. Demnach liegt die Vermutung nahe, dass es sich bei spannungslosen Kennlinienveränderungen um thermisch motivierte Prozesse handelt.

Eine weitere Auslagerung des Prüflings in Tabelle 8.3 bei 250 °C im Ofen für 67 h hat zwar einen Anstieg der Spannungen auf das Ausgangsniveau zur Folge; ein erneuter Alterungszyklus bei Umrichterbetrieb lässt den Prüfling aber weiter altern. Da der untersuchte Prüfling vom nicht alterungsbeständigen Materialtyp 5 ist, wird vermutet, dass hier die Alterung bei Umrichterbetrieb zu nicht reversiblen, materialphysikalischen Veränderungen geführt hat, die bei erneuter Alterung weiter laufen bis zur Zerstörung des Prüflings. Eine bleibende Relaxation bei erhöhter Temperatur ist hier nicht möglich.

Tabelle 8.3: Änderung der Spannung im Leckstrombereich durch Alterung am Umrichter und spannungslose Erholungsphasen bei Raumtemperatur und erhöhter Temperatur am Prüfling vom Typ 5

| Zeitpunkt | $U_{1 \text{ mA, DC}}$ bezogen auf Startwert | $U_{6 \text{ mA, DC}}$ bezogen auf Startwert |
|--|--|--|
| | immer gemessen bei Raumtemperatur nach kurzer Abkühlphase (wenige Minuten) | |
| neuer Varistor | 1 | 1 |
| Alterungsprüfung, $k_K = 1,23$, $f_P = 3 \text{ kHz}$, Kabeltyp 4, Versuchsstand 2 | | |
| nach 1500 h | 0,84 | 0,95 |
| spannungsloser Zustand bei Raumtemperatur | | |
| nach 700 h | 0,83 | 0,94 |
| Tempern im Ofen bei 250 °C, spannungslos | | |
| nach 16 h | 0,73 | 0,87 |
| nach 25 h | 0,74 | 0,88 |
| nach 66 h | 0,8 | 0,91 |
| spannungsloser Zustand bei Raumtemperatur | | |
| nach 24 h | 0,8 | 0,91 |
| Tempern im Ofen bei 250 °C, spannungslos | | |
| nach 67 h | 0,85 | 0,94 |
| erneute Alterungsprüfung, $k_K = 1,23$, $f_P = 3 \text{ kHz}$, Kabeltyp 4, Versuchsstand 2 | | |
| nach 920 h | 0,79 | 0,94 |
| Ende der Prozedur | | |

8.3.2 Reversible Kennlinienalterung

In einigen Alterungsprüfungen in Kap. 8.2.4 konnte insbesondere bei Prüflingen vom Typ 1 zu Beginn eine starke Verschlechterung der Kennlinie beobachtet werden, die im Laufe der Prüfung durch langsame Erholung kompensiert wurde. Zur Klärung, ob diese Erholung elektrisch und/oder thermisch motiviert ist, wurde ein Prüfling vom Materialtyp 1 für 10 h gealtert, so dass seine Varistorspannung auf 76 % des Anfangswertes zurückging. Dann wurde er für 48 h bei 250 °C im Ofen getempert, wonach sich die Varistorspannung sogar oberhalb des Ausgangswertes erholte. Weitere Alterung bei Umrichterbetrieb lässt die Varistorspannung dann nach 1000 h

um lediglich 4 % zurückgehen, was in etwa den Ergebnissen der Messung b aus Abb. 8.10 entspricht, in der sich die Kennlinie ebenfalls im Laufe der Messung erholt und nach 1000 h nahe dem Ausgangswert liegt. Durch die Unterbrechung der Alterungsprüfung und die Temperaturerhöhung im Ofen wurde demnach der Erholungsprozeß beschleunigt, der offensichtlich thermisch motiviert ist. Wegen der mit 115 °C wesentlich geringeren Temperatur in den Alterungsprüfungen erholt sich die Kennlinie hier nur langsam vom anfänglichen Einbruch. Darüber hinaus wirkt die elektrische Belastung der thermischen Erholung entgegen. Allerdings konnten diese Zusammenhänge nur bei alterungsbeständigem Material beobachtet werden, bei dem Kennlinienalterung offensichtlich bedingt reversibel ist.

Tabelle 8.4: Änderung der Spannung im Leckstrombereich durch Alterung am Umrichter und spannungslose Erholungsphasen bei erhöhter Temperatur am Prüfling vom Typ 1

| Zeitpunkt | $U_{1 \text{ mA, DC}}$ bezogen auf Startwert | $U_{6 \text{ mA, DC}}$ bezogen auf Startwert |
|--|--|--|
| neuer Varistor | 1 | 1 |
| Vorschädigung durch Alterungsprüfung, $k_K = 1,23$, $f_P = 3 \text{ kHz}$, Kabeltyp 4, Versuchsstand 2 | | |
| nach 10 h | 0,76 | 0,89 |
| Tempern im Ofen bei 250 °C, spannungslos | | |
| nach 6 h | 0,91 | 0,96 |
| nach 25 h | 0,74 | 1,01 |
| nach 48 h | 1,02 | 1,02 |
| erneute Alterungsprüfung, $k_K = 1,23$, $f_P = 3 \text{ kHz}$, Kabeltyp 4, Versuchsstand 2 | | |
| nach 1000 h | 0,96 | 1,03 |

Ende der Prozedur

8.4 Vergleich der Ergebnisse der Degradationsversuche mit bisherigen Untersuchungen

Die Alterungsversuche der Varistoren bei den verschiedenen Belastungsformen haben gezeigt, dass Alterung generell eine Änderung der Kennlinie in der Art zur Folge hat, dass die Verlustleistung im Betrieb steigt. Aus physikalischer Sicht bedeutet Alterung, dass sich die Sauerstoffionenkonzentration an der Korngrenze der ZnO-Körner verkleinert, da die Sauerstoffionen aufgrund des anliegenden elektrischen Feldes von der Korngrenze weg ins Korninnere wandern [Bä 83], [Greu 90]. Eine geringere Konzentration von Sauerstoffionen an der Korngrenze hat zur Folge, dass Elektronen weniger Energie benötigen, um die Korngrenze zu überwinden und so bei gleicher anliegender Spannung mehr Strom durch den Varistor fließt und so die Verlustleistung höhere Werte annimmt [Den 98]. Dem Alterungsprozess entgegen wirkt ein Diffusionsvorgang, der die Sauerstoffionen wieder vom Korninneren zurück zur Korngrenze wandern lässt. Dieses Verhalten wurde hier allgemein als Erholungsvorgang beschrieben.

Dengler [Den 98] untersuchte in seiner Arbeit das Degradationsverhalten von Metalloxidvaristoren bei Belastung mit Hochstromimpulsen. Er fand heraus, dass Degradation nur auftritt, wenn der Varistor im Durchbruchbereich betrieben wird. Arbeitet der Varistor im Vordurchbruchbereich, tritt keine Degradation, sondern ausschließlich Regeneration der Kennlinie auf. Das deckt sich mit den hier gefundenen Ergebnissen, wonach die Belastung der Varistoren mit Wechselspannung stets zu abnehmender Verlustleistung führte. Selbst nach intensiver Alterung bei Umrichterbetrieb zeigten die Prüflinge bei anliegender Wechselspannung immer regenerierende Tendenz. Eine Ausnahme stellt hier der Varistortyp 1 dar, dessen Kennlinie sowohl im neuen als auch im gealterten Zustand bei anliegender Wechselspannung unabhängig von der Temperatur schlechter wurde; sein Verhalten wird hier allerdings als Sonderfall hingestellt, der nicht allgemein gültig ist. Außerdem wurde festgestellt, dass Regeneration bei nicht alterungsbeständigem Material nicht bleibend ist, sondern der Regenerationseffekt bereits nach erneuter kurzer Belastung nicht mehr vorhanden ist. Somit wird vermutet, dass bei nicht alterungsbeständigem Material zwar Regeneration durch Wiederanlagerung der Sauerstoffionen an der Korngrenze erfolgt, der eigentliche Alterungsmechanismus aber noch weitere Strukturveränderungen im Material mit sich bringen muss, die offensichtlich nicht mehr reversibel sind. In [Bro 95] wird berichtet, dass ab einer bestimmten Anzahl von Hochstromimpulsen Zerstörungsmechanismen im Material einsetzen, die nicht mehr durch Erholungsprozesse umgekehrt werden können. Bislang wurde bei keiner

konventionellen Belastungsart eine signifikante Änderung der Kennlinie im Restspannungsbereich beobachtet. Lawatsch [Law 89] veröffentlichte einen Beitrag, in dem beschrieben wurde, wie mit Varistoren Thyristoren vor Kommutierungsüberspannungen geschützt werden können. Die Anwendungen sind insofern vergleichbar, als dass auch hier der Varistor im Bereich größter Nichtlinearität betrieben wird. Er fand heraus, dass sich die Kennlinie sowohl im Leckstrom- als auch im Restspannungsbereich in genau der gleichen Weise verändert, wie es in dieser Arbeit beschrieben ist. Da die Restspannung nicht mehr von der Höhe der Durchbruchspannung, sondern nur noch vom Innenwiderstand des ZnO-Korns abhängig ist [Greu 90], bedeutet eine Kennlinienänderung im Restspannungsbereich gleichzeitig eine Veränderung des Korninnenwiderstandes, was gleichzeitig auf weitere strukturelle Änderungen im ZnO-Korn neben der Änderung der Sauerstoffionenkonzentration hindeutet. In Kap. 3.2 wurde erwähnt, dass Al_2O_3 und Ga_2O_3 u. a. mitverantwortlich für einen niedrigen Korninnenwiderstand im Restspannungsbereich sind, so dass möglicher Weise eine geringe Eigenleitfähigkeit auf eine kleinere Konzentration dieser Stoffe in der Keramik zurückzuführen ist. Da Restspannungsänderungen bei allen Prüflingen (sowohl bei alterungsbeständigen als auch bei alternden Prüflingen) beobachtet wurden, ist davon auszugehen, dass eine geringere Sauerstoffionenkonzentration im Bereich der Korngrenze nicht ausschlaggebend für Kennlinienänderung im Hochstrombereich ist, da sonst bei allen Prüflingen die gleichen Kennlinienänderungen hätten festgestellt werden müssen.

In [Den 98] wurde zudem gezeigt, dass die Alterung von Varistoren proportional zur Anzahl der angelegten Hochstromimpulse ist, was auf das Alterungsverhalten bei hochfrequenter Belastung so nicht übertragbar ist. In Abb. 8.14 und Abb. 8.15 konnte gezeigt werden, dass ein exponentieller Zusammenhang zwischen dem Rückgang der Spannung im Leckstrombereich und der Versuchszeit besteht, und das unabhängig von der Belastung bei Umrichterbetrieb. Die konstante Pulsfrequenz bedeutet hier aber, dass Versuchszeit und Anzahl der Spannungsimpulse direkt proportional zueinander sind und so die Alterung der Kennlinie im Vordurchbruchbereich exponentiell mit der Anzahl der Spannungsimpulse zusammenhängt. Möglicher Weise lassen sich die Ergebnisse in [Den 98] auch gar nicht mit den hier erzielten unmittelbar vergleichen, da in [Den 98] von wenigen Hundert Hochstromimpulsen mit hoher Energiedichte die Rede ist, während hier quasi unendlich viele Spannungsimpulse mit geringer Energiedichte für Alterung sorgen. Diese exponentielle Abhängigkeit erklärt auch, weswegen eine erhöhte Pulsfrequenz zu überproportional schneller Alterung führt und kein linearer Zusammenhang zwischen Pulsfrequenz und Alterung besteht.

Durch die bipolare Beanspruchung ist hier keine unterschiedliche Alterungsintensität im positiven und negativen Bereich der Kennlinie erkennbar, was sich mit den bisher erzielten Ergebnissen vorhergehender Untersuchungen deckt [Den 98], [Bä 83], [Bro 95]. Bislang ist bekannt, dass ein Varistor immer in der entgegengesetzten Polarität altert, in der er vorher elektrisch belastet (z. B. mit Hochstoßstrom) wurde. Abwechselnd gepolte Hochstromimpulse lassen den Varistor symmetrisch in beiden Polaritätsrichtungen altern. In [Ro 08] sind Ergebnisse von Untersuchungen veröffentlicht, in denen Varistoren mit hochfrequenten unipolaren Umrichterspannungsimpulsen belastet wurden. Da diese Belastungsart aber nicht mit der realen Anwendung in umrichtergespeisten Antrieben vergleichbar ist, wurde der dort beschriebene Ansatz zur beschleunigten Alterung nicht weiter verfolgt.

Generell kann vom Alterungsverhalten bei Wechselspannung kein Rückschluss auf das Alterungsverhalten bei hochfrequenter Belastung gezogen werden, was der Vergleich der Ergebnisse der Prüflingstypen 1, 2 und 4 verdeutlicht: Prüflingstyp 1 zeigte bei Wechselspannung ohne Vorbelastung bereits Kennlinienalterung; die Alterungsversuche bei Umrichterbetrieb haben jedoch ergeben, dass sich nach anfänglicher Verschlechterung die Kennlinie mit der Zeit stetig verbesserte, so dass dieser Materialtyp als alterungsbeständig bei Umrichterbetrieb eingestuft wird. Materialtyp 4 zeigte bei Wechselspannung positives und bei Umrichterbetrieb grundsätzlich negatives Alterungsverhalten. Beim Prüflingstyp 2 wurde bei keiner Belastungsform ausgeprägtes Alterungsverhalten beobachtet. Die angesprochenen Ergebnisse sprechen ebenfalls dafür, dass bei Umrichterbetrieb zusätzliche Prozesse im Material stattfinden, die für Kennlinienalterung sorgen. Eine Schlussfolgerung ist schließlich, dass in jedem Fall ein für diese Anwendung vorgesehener Varistortyp in einer speziellen beschleunigten Alterungsprüfung qualifiziert werden muss.

8.5 Konsequenzen für die beschleunigte Alterungsprozedur

Anhand der bis hierhin erzielten Ergebnisse wird nun diskutiert, wie die in Abb. 8.4 vorgeschlagene Prüfprozedur zur beschleunigten Alterung optimiert werden kann. Dafür werden zunächst die Ergebnisse zusammengefasst und anschließend hinsichtlich ihrer Aussagekraft in Bezug auf Lebenserwartung und Alterungsverhalten bewertet.

Die Untersuchungen haben gezeigt, dass die verschiedenen Varistortypen unterschiedliches Alterungsverhalten aufweisen, was in erster Linie mit verschiedenen Materialkompositionen bzw. Herstellungsprozessen begründet wird. Als alterndes

Material wurde solches eingestuft, dessen Kennlinie im Leckstrombereich durch die Belastung am Umrichter stark nach rechts verschoben wird. Ein Ausfall der Prüflinge konnte bei einem Rückgang auf 60 % des anfänglichen Wertes der Spannung $U_{1\text{ mA, DC}}$ beobachtet werden. Kennlinienalterung generell konnte neben der Änderung der Varistorspannung auch an steigender Verlustleistung bei Umrichterbetrieb bzw. an einer Verschiebung des Kennlinienarbeitspunktes bei Umrichterbetrieb festgemacht werden. Die erzielten Ergebnisse sind konsistent und in sich schlüssig. Außerdem wurde bei allen Prüflingen eine Veränderung der Kennlinie im Hochstrombereich beobachtet, unabhängig davon, ob das Material positives oder negatives Alterungsverhalten zeigte.

Wegen der Einfachheit der Messung wird vorgeschlagen, als Auswerte- und Bewertungsparameter ausschließlich die Spannungen $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$ zu verwenden. Die Messung von Verlustleistung und Arbeitspunkt während des Umrichterbetriebs ist sehr aufwendig und bringt zudem auch keine weiteren Erkenntnisse über die Alterungsbeständigkeit des Materials. Anhand der Änderung der Varistoreigenkapazität war auch keine zuverlässige Aussage über Alterungsverhalten und Lebensdauer möglich, so dass auch diese Messung nicht notwendig ist. Die Änderung der Kennlinie im Hochstrombereich hat zum einen keine funktionale Bedeutung für die Anwendung, da der Varistor nicht in diesem Kennlinienbereich betrieben wird, zum anderen erfolgt die Verschiebung immer in die gleiche Richtung unabhängig davon, wie sich das Material im Alterungsversuch verhält.

Bei der Analyse der unterschiedlichen Belastungen zur Erlangung von Beschleunigungsfaktoren wurde die Erkenntnis gewonnen, dass die erhöhte Temperatur nur wenig zeittraffenden Einfluss hat; allerdings wirkt sie gleichermaßen beschleunigend auf Kennliniendegradation und auf Kennlinienerholung. In Abb. 7.13 ist gezeigt, dass die Verlustleistung ab einer Prüflingstemperatur von 80 °C überproportional mit der Temperatur ansteigt, was schnell zu thermischer Instabilität führen kann. Es wird daher vorgeschlagen, die Prüftemperatur auf 80 °C festzusetzen, um über eine erhöhte Zwischenkreisspannung und/oder erhöhte Pulsfrequenz evtl. weitere, stärkere Zeitraffung zu erzielen, was bei einer Prüftemperatur von 115 °C evtl. nicht mehr möglich wäre.

Wegen des Temperatureinflusses auf den Kennlinienalterungszustand wird vorgeschlagen, die Auswerteparameter $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$ bei der tatsächlichen

späteren Betriebstemperatur der Varistoren zu ermitteln, um eine zuverlässige Aussage über Kennliniendegradation im realen Betrieb zu erzielen.

Ein akzeptables Alterungsverhalten entspricht dem von Materialtyp 2, weil hier der Alterungseffekt bei allen angelegten Belastungen gering ist. Demnach ist eine Kennlinienverschlechterung innerhalb der ersten Stunden akzeptabel, da hier offensichtlich ein Konditionierungseffekt im Material stattfindet. Anschließend muss aber eine dauerhafte Erholung der Kennlinie zu erkennen sein, da so eine lange Lebensdauer garantiert werden kann. Die zu erwartende Mindestlebensdauer richtet sich nach der eingestellten Zeitraffung entsprechend der ermittelten Beschleunigungsfaktoren. Es ist wichtig zu erwähnen, dass die Beschleunigung immer im Zusammenhang mit der beabsichtigten Belastung im Dauerbetrieb verbunden ist, so dass nie eine Pauschalaussage über die Lebensdauererwartung für einen Varistortyp möglich ist.

Da die Alterungsprüfung bereits bei erhöhter Temperatur stattfindet und die angelegte Belastung wegen der Zeitraffung größer als die Belastung im realen Betrieb ist, wird hier neben der beschleunigten Alterung auch gleichzeitig die thermische Stabilität mit geprüft, so dass eine separate Arbeitsprüfung bei der vorliegenden Belastungsform nicht notwendig ist.

Daher wird an dieser Stelle vorgeschlagen, den Prüfzyklus zur beschleunigten Alterung bei hochfrequenter Belastung durch Betrieb am Frequenzumrichter nach Abb. 8.19 umzusetzen.

Die Dauer der Alterungsprüfung richtet sich nach der Mindestlebensdauer, die nachgewiesen werden soll. Es wird aber empfohlen, die Prüfung mindestens 2000 h lang dauern zu lassen, da Degradationseffekte häufig erst zwischen 1000 h und 2000 h auftreten. Eine Bestehensgrenze soll in dieser Arbeit nicht definiert werden; es wird aber vorgeschlagen, nach dem anfänglichen Konditionierungseffekt zumindest dauerhafte Kennlinienerholung vorauszusetzen. Außerdem sollte der erste Einbruch der Varistorspannung nicht mehr als 30 % betragen, um einen Durchschlag zu vermeiden.

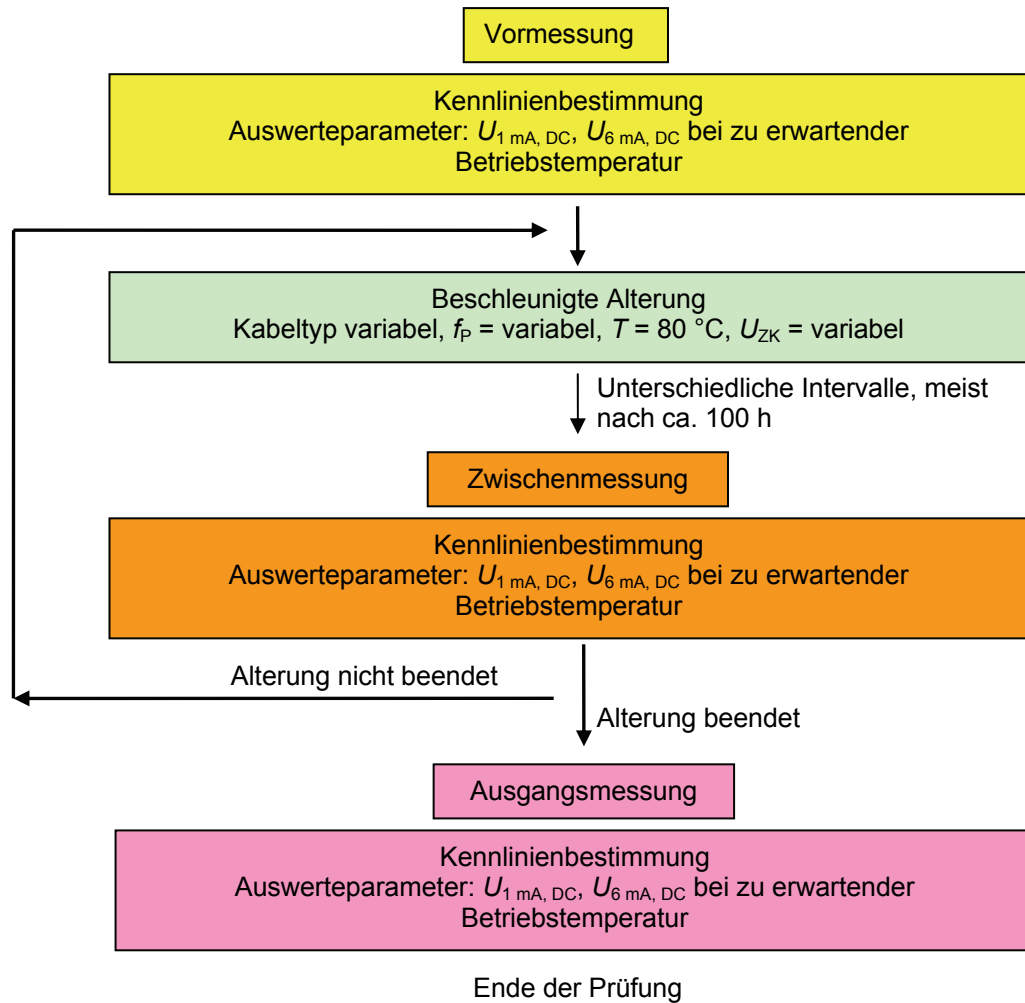


Abb. 8.19: Optimierter Vorschlag zur Prozedur einer beschleunigten Alterungsprüfung für Varistoren bei hochfrequenter Belastung am Frequenzumrichter

9 Regeln zur Dimensionierung eines vollständigen Schutzkonzeptes mit Varistoren

9.1 Allgemeines

Nach eingehender Klärung der Theorie, des Betriebsverhaltens sowie des Alterungsverhaltens von Varistoren zum Überspannungsschutz in umrichter gespeisten Antrieben wird abschließend vorgestellt, wie die Varistoren und deren Peripherie zu dimensionieren sind, um nachhaltigen Schutz für die Maschinenwicklung zu erreichen. Dazu werden verschiedene Betriebsszenarien des Antriebs und der Varistoren definiert, so dass mit Hilfe bereits vorgestellter Diagramme die Varistoren dimensioniert werden können. Außerdem sind abhängig von der Belastung Kühlkörper vorzusehen, deren Art und Größe ebenfalls sorgfältig ausgewählt werden müssen. Abschließend wird eine Möglichkeit genannt, wie mit Sicherungen bei eventuellem Ausfall der Varistoren der Antrieb unterbrechungsfrei weiterlaufen kann.

Da die in den Varistoren umgesetzten Leistungen mitunter deutlich höher und die geforderten Schutzpegel bezogen auf die Dauerspannung niedriger sind, als man es vom konventionellen Betrieb her gewohnt ist, wurde generell entschieden, Varistoren mit großem Durchmesser bzw. großer Stirnfläche zu wählen, um geringe Stromdichten und gute Wärmeabfuhr zu erreichen. Diese große Oberfläche bei geringer Höhe sorgt darüber hinaus noch wegen der hohen Varistoreigenkapazität für eine linearisierte Spannungsverteilung in der Statorwicklung. Daher ist die grundsätzliche Geometrie bereits durch die Einsatzart vorbestimmt, so dass nur noch die Varistorspannung bzw. die Varistorhöhe an den jeweiligen Applikationsfall anzupassen ist.

Über die Varistorspannung wird letzten Endes der Schutzpegel für die Wicklungsisolierung eingestellt, wobei bereits in Kapitel 7 gezeigt wurde, dass die Belastung für den Varistor vom Schutzpegel bzw. der Antriebskonfiguration abhängig ist. Daher werden hier verschiedene Dimensionierungsbeispiele vorgestellt, um zu zeigen, wie mit den in dieser Arbeit vorgestellten Diagrammen zu arbeiten ist.

Das eigentliche Ziel der Dimensionierung ist die Festlegung der benötigten Varistorkennlinie, um eine vorher festgelegte maximale Spannungsüberhöhung an der Maschine nicht zu überschreiten. Da die Kennlinien der Varistoren in der Regel recht ähnlich sind, wird an dieser Stelle als Dimensionierungsgrundlage ein Ansatz über die 10-kA-Restspannung vorgeschlagen, die von jedem Hersteller angegeben wird. Der

genaue, aus der Dimensionierung resultierende Schutzpegel muss dann letzten Endes für jeden Varistortyp vom Hersteller angegeben werden. Außerdem wird hier noch diskutiert, inwieweit der Einsatz von Sicherungen unterbrechungsfreien Betrieb des Antriebs gewährleisten kann im Fall eines Ausfalls eines Varistors.

Grundsätzlich ist folgende Dimensionierungsmethodik anzuwenden:

- 1) Bestimmen der Systemparameter Zwischenkreisspannung U_{ZK} , Pulsfrequenz f_P , kürzeste Anstiegszeit t_r der Umrichterschaltflanken, Kabellänge l und Kabeltyp (geschirmt, ungeschirmt), Wellenwiderstand des Kabels Z_{Kabel} , Klemmenimpedanz der Maschine $Z_{Maschine}$
- 2) Festlegen der höchsten zulässigen Leiter-Erde-Spannung an der Maschine bzw. Festlegen des höchsten zulässigen Überschwingens k_S der Spannung an der Maschine
- 3) Bestimmung der 10-kA-Restspannung des Varistors, damit sein Schutzpegel mit der höchsten zulässigen Leiter-Erde-Spannung an der Maschine übereinstimmt
- 4) Bestimmung der im Varistor umgesetzten Verlustleistung abhängig von den Parametern U_{ZK} und f_P
- 5) Dimensionierung der notwendigen Kühlkörper, um thermische Stabilität bei den definierten Betriebsbedingungen zu gewährleisten bzw. um eine mögliche zulässige Höchsttemperatur nicht zu überschreiten.
- 6) Auswahl und Dimensionierung einer Sicherung, um nach Ausfall der Varistoren den Antrieb unterbrechungsfrei weiterbetreiben zu können

9.2 Dimensionierung der Varistoren

Im vorliegenden Teilabschnitt wird zunächst auf die Dimensionierung der Varistoren unter verschiedenen Gesichtspunkten eingegangen. Auf die Auslegung der Kühlkörper und der Sicherungen wird anschließend näher eingegangen.

Als erstes wird ein Dimensionierungsbeispiel für folgende Systemparameter vorgestellt:

$U_{ZK} = 600 \text{ V}$, $f_P = 3 \text{ kHz}$, $t_r \geq 150 \text{ ns}$; geschirmtes Kabel, 4-adrig,

Leiterquerschnitt $A_{Leiter} = 6 \text{ mm}^2$, $l = 100 \text{ m}$, $Z_{Kabel} = 50 \text{ } \Omega$, $v_P = 150 \text{ m}/\mu\text{s}$;

$Z_{Maschine} = 3 \text{ k}\Omega$

Es wird ein maximales Überspringen der Spannung an der Maschine von 40 % zugelassen $\rightarrow k_S \leq 1,4$

Es werden zunächst die zu erwartende Spannungsüberhöhung an der Maschine nach (2.12) bzw. die kritische Länge des Kabels nach (2.18) berechnet, um die Notwendigkeit eines Überspannungsschutzes zu überprüfen.

$$r_U = \frac{3000\,\Omega - 50\,\Omega}{3000\,\Omega + 50\,\Omega} = 0,96$$

$$U_{\text{Maschine}} = 1,96 \cdot U_{\text{ZK}}$$

$$l_{\text{krit}} = 150 \frac{\text{m}}{\mu\text{s}} \cdot \frac{150\text{ns}}{2} = 10\text{m}$$

Die Kabellänge liegt mit 100 m oberhalb der kritischen Länge von 10 m, so dass eine maximale Reflexion von $1,96 \cdot U_{\text{ZK}}$ an der Maschine zu erwarten ist. Das Überspringen liegt mit 96 % deutlich über dem hier zulässigen Wert von 40 %, so dass Notwendigkeit für Überspannungsschutz in diesem Beispiel besteht.

Die 10-kA-Restspannung des Varistors für die angegebenen Systemparameter bei einem maximalen Überspringen von 40 % wird anhand von Abb. 7.6 berechnet. Die angenommenen Systemparameter sind denen der Antriebskonfiguration von Versuchsstand 1 sehr ähnlich, und die Kabelparameter stimmen mit denen von Kabeltyp 3 gut überein. In Kap. 7 ist bereits die Abhängigkeit der 10-kA-Restspannung vom maximalen Überspringen für verschiedene Antriebskonfigurationen für den Varistortyp 1 indirekt angegeben. Aus den Abhängigkeiten von k_K und k_S lässt sich die 10-kA-Restspannung für das angegebene Beispiel berechnen, so dass Abb. 7.6 als Grundlage für die Dimensionierung dient.

$$k_S = 1,4 \xrightarrow[\text{Abb. 7.6}]{\text{Kabeltyp 3}} k_K = 1,15 \quad U_{10\text{ kA}}^{(7.1)} = 1,15 \cdot 600\text{ V} = 690\text{ V}$$

Durch den Einsatz eines Varistors vom Typ 1 mit einer 10-kA-Restspannung von 690 V wird das Überspringen der Spannung an der Maschine nie mehr als 40 % bei einer Zwischenkreisspannung von 600 V betragen bzw. die Amplitude ΔU der Leiter-Erde-Spannung einen maximalen Wert von 840 V nicht überschreiten.

Nun lässt sich das Beispiel in der Art erweitern, dass ein temporärer Anstieg der Zwischenkreisspannung auf 700 V durch ruckartiges Bremsen angenommen wird. Ebenfalls durch Abb. 7.6 lässt sich hierfür berechnen, welches Überspringen in der Leiter-Erde-Spannung beim Einsatz des vorher dimensionierten Varistors zu erwarten ist:

$$k_K = \frac{690\text{ V}}{700\text{ V}} = 0,98 \xrightarrow[\text{Abb. 7.6}]{\text{Kabeltyp 3}} k_S = 1,22 \quad \Delta U^{(7.2)} = 854\text{ V}$$

Die temporäre Erhöhung der Zwischenkreisspannung hat demnach nur eine sehr geringe Mehrbelastung der Wicklungsisolation zur Folge.

Als zweites Dimensionierungsbeispiel wird die Auslegung eines Varistors vorgestellt, der ausschließlich bei temporärer Erhöhung der Zwischenkreisspannung resistiv wirken soll und im Dauerbetrieb durch seine Kapazität lediglich die Spannungsverteilung in der Wicklung beeinflusst. In der Praxis wäre z. B. denkbar, dass die Isolation einer Maschine für die Belastung im Dauerbetrieb am Frequenzumrichter bis zu einer bestimmten Zwischenkreisspannung ausgelegt ist, jedoch durch kurzzeitigen Bremsbetrieb die Grenzwerte überschritten werden und genau diese Überschreitungen durch den Einsatz von Varistoren verhindert werden sollen.

Als Systemparameter werden die gleichen wie im ersten Beispiel angenommen. Der Unterschied liegt allerdings darin, die 10-kA-Restspannung so zu berechnen, dass der Varistor bei einer Zwischenkreisspannung von 600 V rein kapazitiv arbeitet, allerdings bei minimal höheren Werten der Zwischenkreisspannung entsprechend seiner Kennlinie die Spannung an der Maschine begrenzt. Als Grundlage wird wiederum Abb. 7.6 herangezogen. Der Reflexionsfaktor wurde für das Antriebssystem zu $r_{U, \text{theor}} = 0,96$ berechnet, wobei es sich hier um einen theoretischen Wert handelt. Der tatsächliche Wert liegt in der Regel etwas niedriger und wird hier zu $r_{U, \text{tatsächlich}} = 0,75$ angenommen.

Dadurch ergibt sich $k_S = 1,75$, und aus Abb. 7.6 wird nun der Wert für k_K abgelesen und daraus dann die notwendige 10-kA-Restspannung für den Varistor berechnet:

$$k_S = 1,75 \xrightarrow[\text{Abb. 7.6 Kabeltyp 3}]{!} k_K = 1,7 \quad U_{10 \text{ kA}}^{(7.1)} = 1020 \text{ V}$$

Steigt nun die Zwischenkreisspannung auf 800 V an, errechnet sich die maximale Amplitude der Leiter-Erde-Spannung wie folgt:

$$k_K = \frac{1020 \text{ V}}{800 \text{ V}} = 1,28 \xrightarrow[\text{Abb. 7.6 Kabeltyp 3}]{!} k_S = 1,57 \quad \Delta U^{(7.2)} = 1256 \text{ V}$$

Die oben gezeigten Beispiele sollen zeigen, wie mit den aus dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnissen präzise die erforderliche 10-kA-Restspannung für Varistoren in verschiedenen Systemkonfigurationen bestimmt werden kann, um den geforderten Überspannungsschutz zu erzielen. Auf Grundlage der Werte aus den gezeigten Beispielen soll nun gezeigt werden, wie die möglicher Weise notwendigen Kühlkörper zu berechnen sind.

9.3 Dimensionierung der Kühlkörper

Die Hersteller von Kühlkörpern geben für ihre verschiedenen Profile in den Datenblättern an, mit welcher Temperaturerhöhung abhängig von der abzuführenden Verlustleistung beim Einsatz des entsprechenden Kühlkörperprofils zu rechnen ist. Die Angaben beziehen sich dabei u. a. auf die Voraussetzung, dass der Übergang zwischen dem zu kühlendem Bauteil und dem Kühlkörper durch Wärmeleitpaste realisiert wird, so dass der Wärmeübergangswiderstand entsprechend gering gehalten wird. Um den elektrischen Übergangswiderstand zwischen Varistorelektrode und Kühlkörper klein zu halten, sind die Varistoren möglichst fest mit dem Kühlkörper zu verspannen, so dass auch hier der thermische Übergangswiderstand sehr gering ist. Daher werden hier vereinfachend die auf die Verwendung von Wärmeleitpaste beruhenden Angaben übernommen.

Für die Größe des Kühlkörpers ist die im Varistor umgesetzte Verlustleistung entscheidend, die sich anhand von Abb. 7.13 für die angegebenen Beispiele berechnen lässt. Im ersten oben angesprochenen Beispiel wurde für k_K ein Wert von 1,15 bestimmt, so dass für die Ermittlung der Verlustleistung der Wert für $k_K = 1,13$ in Abb. 7.13 herangezogen werden kann. Die maximale Temperatur wird hier auf $T_{\max} = 80\text{ °C}$ festgelegt, so dass aus Abb. 7.13 folgender Wert abgelesen wird:

$$\frac{P_V}{f_P} = 7,1 \frac{\text{W}}{\text{kHz}}$$

Abb. 7.13
 $k_K = 1,13$
 $T = 80\text{ °C}$

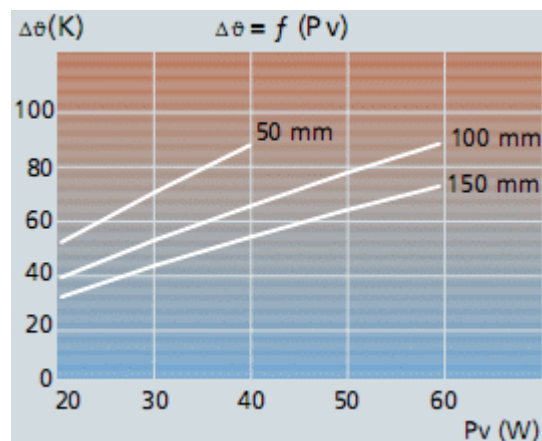


Abb. 9.1: Temperatur-Leistungs-Charakteristik des Kühlkörperprofils „PR 168“ der Fa. Alutronic [Alu 09]

Mit den Annahmen im vorliegenden Beispiel ergibt sich folgende Verlustleistung pro Varistor:

$$P_V = 7,1 \frac{\text{W}}{\text{kHz}} \cdot 3 \text{ kHz} = 21,3 \text{ W}$$

In der Beispielrechnung wird ein Kühlkörper vom Typ „PR 168“ der Fa. Alutronic verwendet, dessen Temperatur-Leistungs-Charakteristik in Abb. 9.1 gezeigt ist. Bei der errechneten Verlustleistung von etwa 21 W liegt die Temperaturerhöhung bei ca. 35 K, wenn 100 mm des angegebenen Kühlkörperprofils pro Varistor verwendet werden. Bei einer angenommenen Umgebungstemperatur von 35 °C ergibt sich die Betriebstemperatur also zu 70 °C.

Im zweiten Beispiel beträgt $k_K = 1,57$ im Fall der erhöhten Zwischenkreisspannung von 800 V. Da die bezogene Verlustleistung in Abb. 7.13 aber nur für $k_K = 1,36$ angegeben ist, wird mit diesem Wert gerechnet. Danach ergibt sich für $T < 80 \text{ °C}$

$$\frac{P_V}{f_p} = 3 \frac{\text{W}}{\text{kHz}}$$

Abb. 7.13
 $k_K = 1,36$
 $T = 80 \text{ °C}$

und so eine Verlustleistung von

$$P_V = 9 \text{ W}$$

Für diesen Fall genügt ein kleinerer Kühlkörper z. B. vom Typ „PR 146“ der Fa. Alutronic, dessen Temperatur-Leistungs-Charakteristik in Abb. 9.2 angegeben ist. Bei 100 mm Kühlkörpermaterial pro Varistor ergibt sich dann eine Temperaturerhöhung von wiederum ca. 35 K.

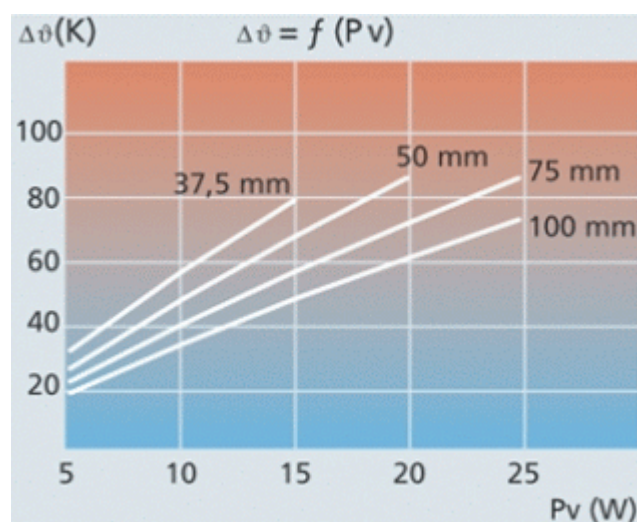


Abb. 9.2: Temperatur-Leistungs-Charakteristik des Kühlkörperprofils „PR 146“ der Fa. Alutronic [Alu 09]

In den Beispielrechnungen wurden die Verlustleistungen bzw. Kühlkörperdimensionen pro Varistor angegeben. Im fertigen Produkt werden die drei Varistoren aus Platzgründen aber sehr nahe beieinander angeordnet sein, so dass sich die einzelnen Kühlkörper gegenseitig in ihrer Kühlleistung beeinflussen werden, was an dieser Stelle nicht berücksichtigt wurde. Darüber hinaus zeigt sich hier, dass die Pulsfrequenz des Antriebssystems der am stärksten einschränkende Parameter in Bezug auf Realisierbarkeit des Schutzkonzeptes ist.

In den Beispielen wurde eine Pulsfrequenz von $f_p = 3 \text{ kHz}$ angenommen, was für Antriebe kleiner Leistung eher eine Untergrenze darstellt. In der Regel sind bei Antriebsleistungen bis ca. 20 kW Pulsfrequenzen von bis zu 20 kHz realisierbar. Da aber die Verlustleistung in den Varistoren linear mit der Pulsfrequenz steigt, wird der Kühlaufwand bei höheren Pulsfrequenzen immens und nicht mehr umsetzbar. U. a. aus diesem Grund wird empfohlen, das Schutzkonzept in Antriebssystemen größerer Leistung umzusetzen, da hier die Pulsfrequenzen deutlich kleiner sind und so der Kühlaufwand vergleichbar gering bleibt. Außerdem wird die Verlustleistung der Varistoren in die Energiebilanz des Antriebssystems mit eingerechnet – lässt man maximal 1 ‰ zusätzliche Verluste durch die Varistoren zu, so wäre ein Einsatz bei ca. 100 W Varistorverlustleistung erst ab 100 kW Antriebsleistung realistisch.

9.4 Auswahl und Dimensionierung der Sicherungen

In Kap. 8.2.6 wurde auf das Ausfallverhalten der Varistoren in der angesprochenen Anwendung eingegangen. Hier stellte sich heraus, dass die Varistoren in jedem Fall als Kurzschluss in Folge eines Randüberschlages oder eines Durchschlages ausfallen, so dass der Antrieb nach Ausfall nur eines Varistors wegen Überstroms abschalten würde. Normalerweise stellen die Überspannungen in Folge von Wanderwellen nur im Langzeitbetrieb eine Gefahr für die Wicklungsisolation dar, so dass nach Ausfall des Überspannungsschutzes eigentlich kein Anlass zur sofortigen Abschaltung des Antriebes besteht. Daher wird hier die Möglichkeit gezeigt, durch Einsatz einer Schmelzsicherung den ausgefallenen Varistor vom Antriebssystem zu trennen und so die Maschine ohne Überspannungsschutz in der betroffenen Phase unterbrechungsfrei weiterbetreiben zu können, bis sich die Möglichkeit ergibt, den defekten Varistor zu wechseln. Dementsprechend wird die Prinzipschaltung der Varistoren zwischen Phase und Erde aus Abb. 6.1 um jeweils eine Schmelzsicherung pro Phase nach Abb. 9.3 erweitert, wobei die Sicherung möglichst auf die Hochpotentialseite des Varistors geschaltet werden sollte, um sogar den Wechsel eines defekten Varistors im laufenden Betrieb zu ermöglichen.

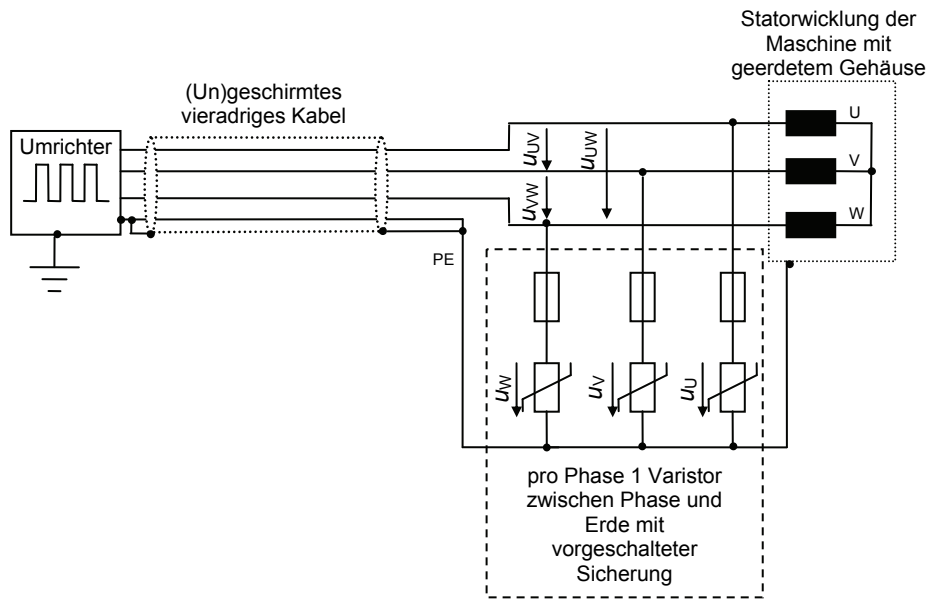


Abb. 9.3: Vorschaltung von Sicherungen vor die Varistoren zum unterbrechungsfreien Betrieb des Antriebs nach Ausfall eines Varistors

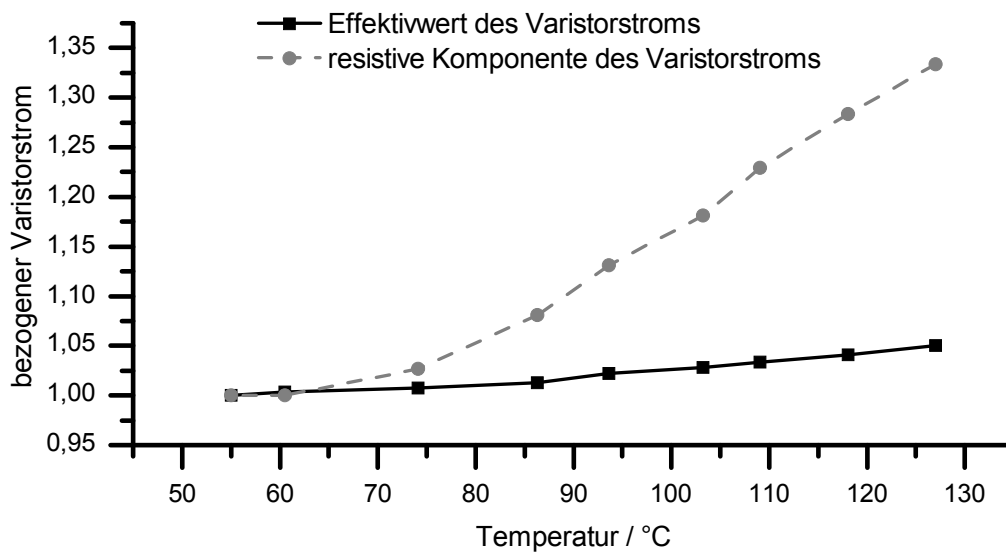


Abb. 9.4: Gemessener Effektivwert und resistive Komponente des Varistorstroms abhängig von der Temperatur für Varistortyp 5, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6, $k_K = 1,45$

Die Sicherung selber muss für den Effektivwert des Varistorstroms im Dauerbetrieb ausgelegt sein, sollte aber bei Erhöhung des Nennstromes so schnell wie möglich trennen. Ferner muss sie in der Lage sein, nach dem Kurzschluss die Leiter-Erde-Spannung an der Maschine zu halten, die je nach Höhe der Zwischenkreisspannung und der überlagerten reflektierten Spannungswelle Werte von ca. 900 V annehmen kann. Der nachfolgend beschriebene Sicherungstyp zum Halbleiterschutz der Fa. Siba erfüllt die genannten Anforderungen:

| | |
|----------------------------------|---|
| Artikelnummer: | 70 172 40 |
| Größe: | 6,3 mm x 32 mm |
| Charakteristik: | FF (aR) – Kurzschlusschutz |
| Bemessungsspannung: | AC / DC 1000 V |
| Bemessungsausschaltvermögen: | 30 kA ... 50 kA |
| erhältlich für Bemessungsströme: | 315 mA, 500 mA, 630 mA, 1 A, 1,6 A, 2 A |

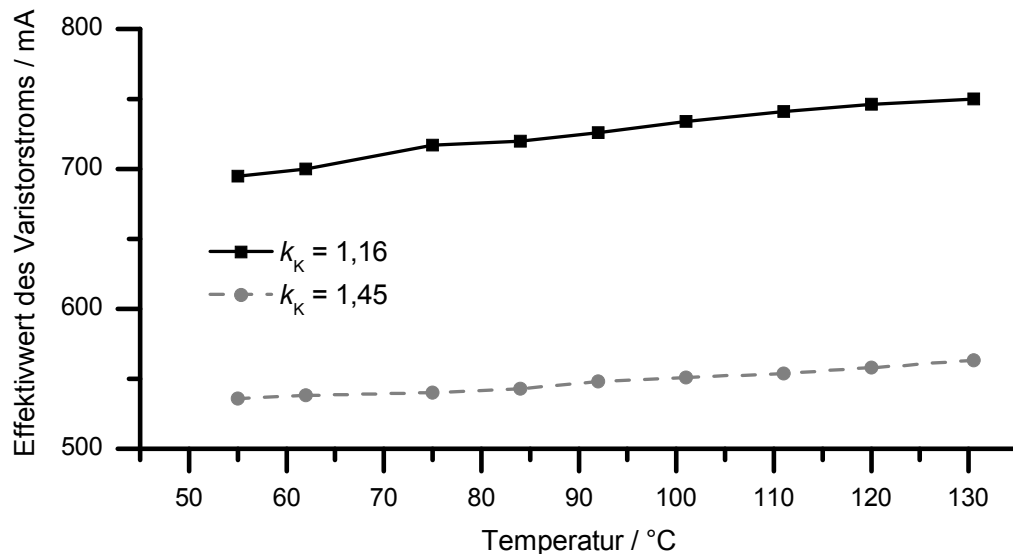


Abb. 9.5: Gemessener Effektivwert des Varistorstroms abhängig von der Temperatur für zwei verschiedene Werte für k_K , Varistortyp 5, Versuchsstand 1, Kabeltyp 6

Die Absolutwerte des effektiven Varistorstroms für zwei typische Werte für k_K sind in Abb. 9.5 gezeigt. Es wird deutlich, dass unabhängig von der resistiven Aussteuerung des Varistors der Effektivwert des Stromes wenig Änderung mit steigender Temperatur zeigt (vgl. Abb. 9.4). Sehr wohl ergeben sich aber Unterschiede im Absolutwert für verschiedene Werte für k_K (für verschiedene Zwischenkreisspannungen), da bei höherer Zwischenkreisspannung auch die Steilheit der Spannung größer und so der kapazitive Strom durch den Varistor größer wird. Der wegen der höheren Spannung ebenso größere resistive Strom bewirkt einen weiteren Anstieg des Stromeffektivwertes. Allerdings ist die Temperaturabhängigkeit sehr gering, da der kapazitive Strom, der annähernd unabhängig von der Temperatur ist, den größten Anteil zum Effektivstrom leistet. Vergleicht man die Werte aus Abb. 9.5 mit denen der Sicherungskennlinie in Abb. 9.6, so bietet es sich an, für $k_K = 1,45$ die Sicherung für einen Nennstrom von 630 mA und für $k_K = 1,16$ die Sicherung für einen Nennstrom von 1 A zu verwenden. Bei einem Strom von 5 A bzw. 6 A liegt die Auslösezeit dann für

beide Sicherungen bei 20 ms, so dass der Umrichterüberstromschutz gar nicht erst ansprechen wird. Genaue Werte der Ansprechzeiten des Umrichterüberstromschutzes sind den jeweiligen Gerätespezifikationen zu entnehmen.

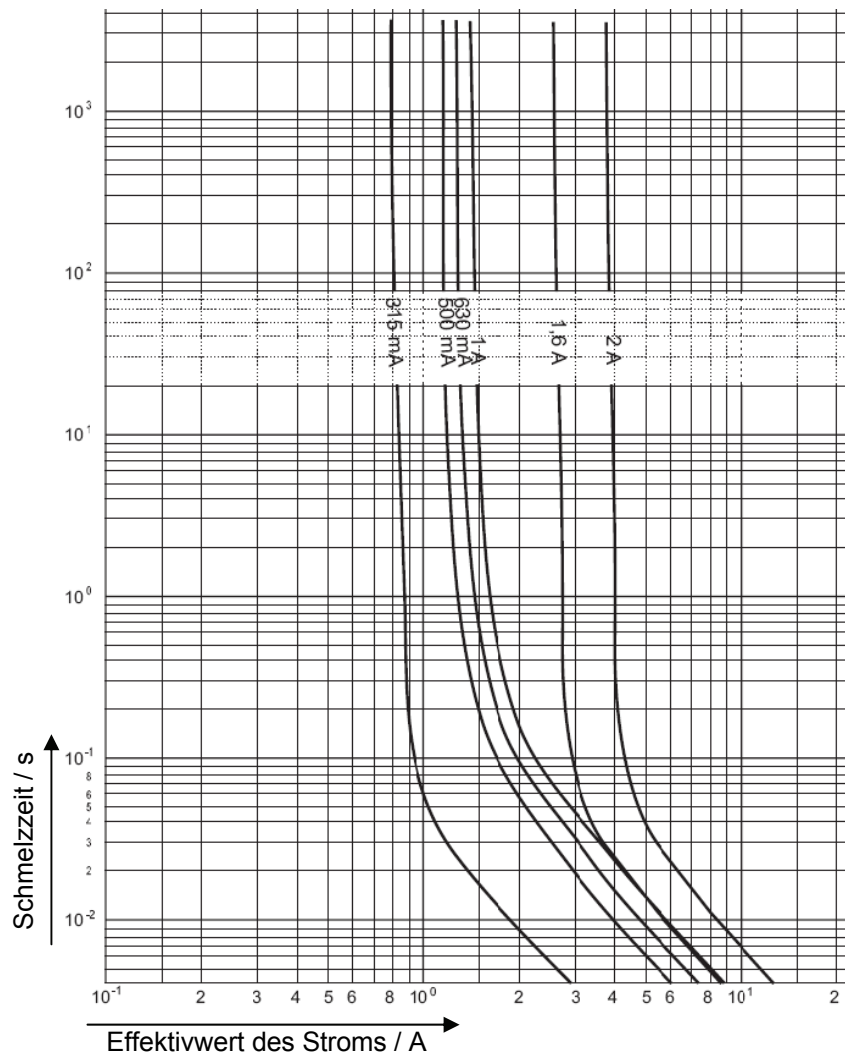


Abb. 9.6: Zeit / Strom-Kennlinien des Sicherungstyps „URZ DMI (6,3 x 32) mm FF 1000 V“ der Fa. Siba

Im Fall der hier verwendeten Umrichter in Versuchsstand 1 und 2 waren genaue Abschaltzeiten nicht in Erfahrung zu bringen; in jedem Fall war die Ansprechzeit länger als die Schmelzzeit der verwendeten Sicherungen. Die passende Sicherung später in der Praxis muss dann für jeden konkreten Anwendungsfall dimensioniert werden. Es handelt sich hier lediglich um ein Beispiel, um zu zeigen, dass das Konzept funktioniert und mit im Handel erhältlichen Bauteilen in der Praxis umsetzbar ist. Der empfohlene Sicherungstyp deckt ein breites Spektrum an Effektivströmen ab, so dass für jeden Applikationsfall die passende Sicherung gefunden werden kann.

10 Zusammenfassung, Weiterarbeit und Fazit

10.1 Zusammenfassung

Kapitel 2

Wegen der sehr kurzen Schaltzeiten heutiger IGBT-Umrichter kommt es im Antriebssystem „umrichter gespeister Antrieb“ bereits ab Leitungslängen von zehn Metern zu Spannungsreflexionen am Leitungsende in Folge der Fehlanpassung der Leitung durch den Eingangswiderstand der angeschlossenen Maschine. Durch Überlagerung von hin- und rücklaufender Spannungswelle kann die Spannung am Leitungsende bis auf die doppelte Zwischenkreisspannung ansteigen und so die dünne Drahtlackisolation der Maschinenwicklung elektrisch zerstören. Je nach verwendetem Kabeltyp liegt der Kabelwellenwiderstand zwischen $40 \Omega \dots 100 \Omega$. Der Eingangswiderstand der Maschine sinkt mit steigender Baugröße, so dass sich folgende „Extremkonfigurationen“ ergeben:

maximale Spannungsreflexion: geschirmtes Kabel, Maschine kleiner Leistung

kleinere Spannungsreflexion: ungeschirmtes Kabel, Maschine großer Leistung

Durch ein ungünstiges Verhältnis von Erd- zu Windungskapazität innerhalb der Maschine teilt sich die Spannung bei schnellen Vorgängen stark nichtlinear auf die Wicklung auf, so dass die Windungsisolation durch die ungünstige Anordnung innerhalb der Maschine zusätzlich stark belastet wird. Kaufhold [Kau 94] fand in seiner Arbeit heraus, dass bei Spannungsanstiegszeiten von weniger als 200 ns die maximale Spannungsbelastbarkeit bei deutlich weniger als 1200 V liegt. Mit steigender Temperatur z. B. in Folge von Belastung sinkt die Einsetzspannung von Teilentladungen noch weiter, so dass Überspannungsschutz in vielen Anwendungsfällen unverzichtbar ist.

Der Einsatz von Filtern als eine Möglichkeit bewirkt eine Reduktion der Spannung am Leitungsende, so dass die Lebensdauer der Maschinenisolation verlängert wird. Durch den Einsatz von Induktivitäten im Hauptstrompfad müssen einige solche Filter allerdings für den vollen Bemessungsstrom des Motors dimensioniert werden, was sie mitunter sehr groß und teuer werden lässt. Beim Einsatz von Filtertopologien nach dem LC-Schwingkreis-Prinzip ist wegen der mitunter sehr teuren Kondensatoren mit hohen Kapazitätswerten der Einsatz in Antriebssystemen großer Leistung wirtschaftlich nicht sinnvoll.

Kapitel 3

Der Einsatz von Varistoren zum Überspannungsschutz umrichter gespeister Antriebe stellt ein völlig neues Anwendungsfeld für Metalloxidableiter dar. Bislang werden diese nur bei Gleich- oder Wechselspannungsbeanspruchung z. B. in Energieübertragungs- und Verteilungsnetzen eingesetzt, wobei hier die Überspannungseignisse in der Größenordnung 1...100 pro Jahr sehr selten sind. Die U - I -Kennlinie eines Varistors weist einen stark nichtlinearen Zusammenhang zwischen Strom und Spannung auf, wobei die Kennlinie in die drei Bereiche Leckstrom-, Durchbruch- und Hochstrombereich unterteilt wird. Im Leckstrombereich fließt ein überwiegend kapazitiver Leckstrom durch den Varistor. Der resistive Anteil dieses Leckstroms führt zu Verlusten im Dauerbetrieb, die eine Erwärmung des Varistors bewirken. Im Hochstrombereich stellt sich durch eingepreßte Stoßströme die sogenannte Restspannung am Varistor ein. Bei konventionellem Einsatz wird der Schutzpegel durch die Restspannung des Varistors bei Nennableitstoßstrom I_n definiert. Die Ableiter sind im allgemeinen so dimensioniert, dass Schutzpegel und der Effektivwert der Dauerspannung im Verhältnis 2,8...3,5 zu 1 stehen.

Mikrostrukturell besteht ein Varistor aus mit Metalloxiden dotiertem, gesintertem Zinkoxid, das während des Sintervorgangs zu einer Keramik verschmilzt. Die Korngrenzen zwischen den einzelnen Mikrovaristoren sind wesentlich für den elektrischen Leitungsmechanismus des Varistors verantwortlich.

Beim Einsatz von Varistoren in umrichter gespeisten Antrieben treten die Überspannungseignisse entsprechend der Umrichterpulsfrequenz mehrere tausend Mal pro Sekunde auf. Außerdem nimmt die maximale Überspannung gerade einmal den doppelten Wert der Zwischenkreisspannung an, so dass sowohl im Hinblick auf Anzahl als auch auf die Höhe der Überspannungen die konventionellen Dimensionierungsregeln nicht anwendbar sind. Zudem sind in dieser Anwendung Dauer- und Überspannungsbetrieb nicht mehr voneinander trennbar.

Kapitel 5

Zur Nachbildung der Betriebsbedingungen wurden verschiedene Versuchsstände aufgebaut. Versuchsstand 1 besteht aus einem Motor-Generator-Satz mit Rückspeiseoption, um verschiedene Belastungssituationen simulieren zu können. Außerdem kann mittels einer in Labview implementierten Steuerungs- und Auswerterroutine der Versuchsstand voll automatisch gefahren werden, während mittels Messwerterfassung alle relevanten Parameter aufgenommen werden. In

Versuchsstand 2 sind insgesamt fünf Umrichter-Motor-Versuchsstände aufgebaut – allerdings ohne Messwerterfassung und Automatisierung. Diese Versuchsstände wurden für die Alterungs-Dauerversuche verwendet.

Da dem Kabel bei den Betriebseigenschaften der Varistoren eine besondere Bedeutung zukommt, können die Versuchsstände optional mit unterschiedlichen Kabeltypen verschiedener Längen und Wellenwiderstände bestückt werden.

Neben den fest installierten Motoren in den Versuchsständen 1 und 2 konnte zudem noch ein speziell präparierter Motor angeschlossen werden, an dem die Statorwicklung in einer Phase mit 9 Anzapfungen versehen wurde, um die Spannungsverteilung innerhalb der Statorwicklung genau bestimmen zu können. Hierbei handelt es sich um einen 7,5-kW Motor der Baugröße 132 der Firma VEM mit insgesamt 8 Spulen pro Phase, so dass nach jeder Spule eine Messung der Spulenspannung möglich war.

Als Prüflinge kamen insgesamt 5 Varistortypen verschiedener Hersteller zum Einsatz, wobei die Durchmesser mit 75 mm...108 mm und die Höhe mit ca. 2,5 mm aller Varistoren ähnlich waren. Derartig große Durchmesser sind nötig, um die Stromdichten und so die Restspannung bei gegebenem Strom gering zu halten und die Wärmeabfuhr über die große Oberfläche günstig zu halten. Die geringen Höhen ergeben sich über die kleinen notwendigen Restspannungswerte von 600 V ... 800 V. Die wirksame Eigenkapazität der Prüflinge liegt im Bereich von ca. 12 nF, lediglich Prüflingstyp 3 hat wegen seines Durchmessers von 108 mm eine Kapazität von ca. 20 nF. Die vergleichsweise hohen Kapazitäten begründen sich durch die geringe Höhe und die relative Permittivität von $\epsilon_r \approx 650$ der verwendeten ZnO-Varistoren.

Zur Charakterisierung des Alterungsfortschritts der Prüflinge wurde die Varistorkennlinie in allen Bereichen während der Alterungsversuche vermessen. Mit einer DC Spannungsquelle konnte die Kennlinie im Leckstrombereich erfasst werden. Die Änderung des Arbeitspunktes bei Umrichterbetrieb wurde durch ein Datenerfassungssystem aufgenommen, und die Änderung im Hochstrombereich wurde durch Restspannungsmessungen in einem Exponentialstoßstromkreis gemessen.

Kapitel 6

Wird ein Varistor unmittelbar an der Maschine zwischen Phase und Erde geschaltet, so wird zum einen die Leiter-Erde-Spannung entsprechend der U - I -Kennlinie des Varistors begrenzt, zum anderen wird die Anstiegszeit des Spannungsimpulses durch

die Varistorkapazität verlängert. Der Strom durch den Varistor ist hier überwiegend kapazitiv und kann über die Steigung der Spannung bzw. die Varistoreigenkapazität berechnet werden. Lediglich im Bereich des Spannungsmaximums ist der Strom resistiv, und es wird Verlustleistung im Varistor in Wärme umgesetzt. Die Verlängerung der Spannungsanstiegszeit begründet sich durch den Abschluss der Leitung mit der Varistorkapazität. Die Ladezeitkonstante kann hinreichend genau über das Produkt aus Kabelwellenimpedanz und Varistorkapazität angenähert werden. Für Kabellängen ab ca. 10 Metern besteht in den untersuchten Anordnungen keine Rückwirkung des Leitungsabschlusses auf die Spannung am Umrichter, während für kleinere Kabellängen die Varistorkapazität den Umrichter zusätzlich belastet. Durch den Einsatz eines Varistors am Kabelende entspricht die Periodendauer der Schwingung auf dem Kabel nicht mehr der vierfachen Laufzeit, sondern ist näherungsweise zur Wurzel der Kabellänge proportional. D. h. aus der ursprünglichen Wanderwellenschwingung wird eine Resonanzschwingung niedrigerer Frequenz.

Durch eine Kompensationsschaltung mit der Varistoreigenkapazität ist es möglich, den genauen Verlauf des resistiven Stroms aus dem Gesamtstrom durch den Varistor zu extrahieren. Hierzu wird dem eigentlichen Prüfling eine Reihenschaltung aus zwei Parallelschaltungen von baugleichen Varistoren parallel geschaltet. Durch den eigentlichen Prüfling fließt dann sowohl kapazitiver als auch resistiver Strom, durch die Parallelschaltung der baugleichen Varistoren fließt wegen der doppelten Restspannung dann nur kapazitiver Strom, mit dem der Prüflingsstrom kompensiert wird. Die so ermittelte resistive Komponente weist ähnlich wie bei 50-Hz-Wechselspannung ein Hystereseverhalten auf.

Kapitel 7

Nach der allgemeinen Betrachtung des Betriebsverhaltens von Varistoren bei Umrichterbetrieb wird in diesem Kapitel das konkrete Betriebsverhalten quantitativ analysiert.

Mit steigender Zwischenkreisspannung steigen auch Varistorspannung und –strom; da der Varistor aber im Bereich seiner größten Nichtlinearität betrieben wird, ändert sich die Spannung nur geringfügig, wenn der Varistor resistiv angesteuert wird. Allgemein liegt resistive Aussteuerung für $k_K < 1,5$ vor. Für größere k_K arbeitet der Varistor fast rein kapazitiv. Durch die Einführung des Schutzpegelparameters k_S und des Kennlinienparameters k_K ist es möglich, die Versuchsergebnisse für Prüflinge mit verschiedenen Restspannungen transparent einander gegenüberzustellen. Die

Messungen mit unterschiedlichen Prüflingstypen und unterschiedlichen Kabeln haben ergeben, dass die untersuchten Varistortypen 1, 2, 3, 5 grundsätzlich ähnliche Kennlinienverläufe haben. Lediglich Varistortyp 4 nimmt danach eine Sonderstellung in den Messungen ein. Um den qualitativ gleichen Überspannungsschutz zu realisieren, wird bei Varistortyp 4 ein Varistor mit kleinerer Restspannung benötigt als für die anderen Prüflingstypen. Das bedeutet bei gleichem Schutzpegel eine höhere Belastung von Varistortyp 4 als für die restlichen Typen.

Insgesamt wird ein Varistor bei Betrieb an einem geschirmten Kabel energetisch um ca. 10 % mehr belastet als an einem vergleichbaren ungeschirmten Kabel. Außerdem ist die Spannungssteilheit in der Maschine größer und somit die nichtlineare Spannungsverteilung ausgeprägter beim Einsatz von Kabeln mit niedrigerer Impedanz. Das Kabel verhält sich wie eine Stromquelle mit Innenwiderstand, der den maximalen resistiven Strom begrenzt. Demnach werden in der vorliegenden Betriebsart keine Spannungen, sondern Ströme in den Varistor eingeprägt, die entsprechend der Kabelimpedanz variieren. So wird u. a. erklärt, weswegen die Belastung der Varistoren bei ungeschirmten Kabeln kleiner ist als bei geschirmten. Die Absolutmessungen der Arbeitspunkte der Varistoren auf der U - I -Kennlinie bei Umrichterbetrieb ergeben, dass die sich einstellende Spannung oberhalb des zu erwartenden Wertes auf der Kennlinie liegt. Trotz der Tatsache, dass mit größerer Steilheit der Vorgänge die Varistorspannung generell ansteigt, kann für die z. T. sehr hohen Messwerte keine endgültige Erklärung gegeben werden.

Vieradrige Kabel besitzen zwei unterschiedliche Wellenwiderstände, die sich größenordnungsmäßig um 10 % unterscheiden. An einem konkreten Beispiel wurde gezeigt, dass für einen 10 % kleineren Wellenwiderstand die Verlustleistung im Varistor um 17 % und die maximale Spannungssteilheit um 13 % sinkt.

Mit steigender Temperatur wird die im Varistor umgesetzte Verlustleistung generell größer, wobei bis zu einer Temperatur von ca. 80 °C kaum eine Änderung zu erkennen ist; darüber steigt die Verlustleistung überproportional mit der Temperatur. Außerdem wird wegen des Stromquellenverhaltens des Kabels der Schutzpegel linear mit steigender Temperatur kleiner, da der Strom näherungsweise konstant bleibt. Außerdem haben höhere Zwischenkreisspannungen höhere Verlustleistungen im Varistor zur Folge.

Die Messungen am Motor mit Anzapfungen ergeben, dass für sehr steile Vorgänge ohne Varistor die bei Rüdberg [Rüd 62] beschriebene kapazitive Sofortverteilung der Spannung im Stator vorherrscht. Durch Hinzuschalten eines Varistors mit großer Kapazität verteilt sich Spannung näherungsweise linear über die Statorwicklung. Außerdem ist zwischen den Anzapfungen deutlich eine Laufzeit von ca. 220 ns zu erkennen, was bedeutet, dass die Wicklung leitungsähnliches Verhalten zeigt und keine kapazitive Sofortverteilung mehr vorherrscht. Je größer die Kapazität des Varistors ist, desto weniger steil ist die Spannung und desto linearer ist die Spannungsverteilung.

Kapitel 8

Bei der konventionellen Alterungsprüfung für Ableiter in Wechselspannungsnetzen nach [Norm 2] wird ein Varistor 1000 Stunden lang bei $115\text{ °C} \pm 4\text{ K}$ mit seiner Dauerspannung beansprucht. Die Verlustleistung sollte dabei idealerweise über die gesamte Versuchsdauer sinken bzw. am Ende nicht über den Startwert gestiegen sein. Die Zeitraffung wird bei dieser Prüfmethode über die Temperaturerhöhung erreicht, wobei allerdings bekannt ist, dass das ursprünglich angenommene Arrheniusgesetz für moderne Varistoren eigentlich nicht gültig ist. Die Zeitraffung nach Arrhenius gilt nur, wenn die Verlustleistung während der Alterung dauerhaft steigt. Für die in dieser Arbeit verwendeten Prüflingstypen konnte lediglich bei Prüflingstyp 1 keine sinkende Verlustleistung im Wechselspannungsbetrieb festgestellt werden. Der Temperaturkoeffizient gibt Aussage über das Verhältnis der Verlustleistungen bei verschiedenen Temperaturen und wird gerne herangezogen, um die Verlustleistungserhöhung nach Energieeintrag auszudrücken. Über den Temperaturkoeffizienten allein ist aber keine Aussage über die Qualität von Varistoren möglich, da er immer im Zusammenhang mit den bei Raumtemperatur gemessenen Verlustleistungen betrachtet werden muss.

Die Alterungsversuche bei hochfrequenter Belastung wurden in Versuchsstand 2 umgesetzt. In dem zunächst angewendeten Prüfzyklus werden eine Vielzahl von Parametern aufgenommen und ausgewertet, was diese Prüfprozedur sehr aufwendig macht. Die Antriebskonfiguration im Alterungsversuch muss immer an die Bedingungen im späteren Betrieb angepasst werden, da es in Form der Parameter Zwischenkreisspannung, Kabeltyp, Betriebstemperatur, höchste zulässige Überspannung an der Maschine, Pulsfrequenz eine Vielzahl von Kombinationsmöglichkeiten gibt, die unmöglich pauschal in einer einzigen Versuchsanordnung abgedeckt werden können.

Kennlinienalterung bei hochfrequenter Belastung äußert sich zum einen im Anstieg der Verlustleistung, zum anderen im Einbruch der Spannung im Leckstrombereich und im kleiner werdenden Schutzpegel bei Umrichterbetrieb. Über die ebenfalls ausgewertete Änderung der Varistoreigenkapazität kann keine Aussage bzgl. Kennlinienalterung getroffen werden. Bei allen Prüflingen wurde innerhalb der ersten Versuchsstunden ein mehr oder weniger ausgeprägter Einbruch der Spannung $U_{1\text{ mA, DC}}$ beobachtet. Bei alterungsbeständigem Material steigt die Spannung dann mit fortlaufender Versuchsdauer, bei nicht alterungsbeständigem Material sinkt die Spannung, wobei Ausfälle vermehrt festgestellt wurden, nachdem die Varistorspannung auf Werte unterhalb 60 % des Ausgangswertes gefallen war. Wegen der Einfachheit der Messung und der guten Aussagekraft ist daher künftig der Alterungszustand allein durch Auswertung der Varistorspannungen $U_{1\text{ mA, DC}}$ und $U_{6\text{ mA, DC}}$ zu bewerten.

Als alterungsbeständig werden die Materialtypen 1 und 2 eingestuft, da sie nach den oben genannten Kriterien während der Alterungsversuche nach anfänglichem Einbruch permanent steigende Tendenz der Varistorspannung zeigen. Gegenteiliges Verhalten wurde bei den Prüflingstypen 4 und 5 beobachtet, wobei beim Typ 4 die Ergebnisse sehr stark streuen, was auf stark unterschiedliche Materialeigenschaften innerhalb der Prüflingscharge hindeutet. Daher wird Prüflingstyp 4 generell als ungeeignet für die Anwendung beurteilt. Die Prüflinge vom Materialtyp 5 zeigten in allen Versuchen konsistentes Alterungsverhalten, so dass sie als geeignet eingestuft werden, um Beschleunigungsfaktoren zu berechnen. Der maximal ermittelte Beschleunigungsfaktor liegt bei $k_B = 40$. Beschleunigung wird erzielt durch Erhöhung der Zwischenkreisspannung, Erhöhung der Pulsfrequenz und Erhöhung der Temperatur, wobei der letztgenannte Parameter die geringste Auswirkung auf die Zeitraffung besitzt. Es ist eine Prüfdauer von mindestens 2000 Stunden anzusetzen, so dass über eine Zeitraffung von 40 eine Mindestlebensdauer von ca. 9 Jahren nachgewiesen werden kann.

Generell kann aus den Ergebnissen vom konventionellen Wechsellspannungsalterungsversuch nicht auf das Alterungsverhalten in umrichtergespeisten Antrieben geschlossen werden, so dass auf jeden Fall Varistoren für die neue Anwendung gesondert zu qualifizieren sind.

Durch Tempern der gealterten Prüflinge bei 250 °C wurde bei den Prüflingstypen 1 und 2 eine Erholung der Kennlinie erzielt, so dass hier von reversibler Alterung gesprochen

wird. Beim Prüflingstyp 4 war keine Kennlinienerholung durch Tempern möglich, so dass die Kennlinienalterung als nicht reversibel eingestuft wird. Physikalisch gesehen bedeutet Kennlinienalterung eine Verarmung der Sauerstoffionenkonzentration im Bereich der Korngrenze mit der Konsequenz, dass Elektronen weniger Energie benötigen, um die Potentialbarriere an der Korngrenze zu überwinden. Bei reversibler Kennlinienalterung wird vermutet, dass durch Tempern die Sauerstoffionen vom Korninneren wieder in die Ausgangszustände an der Korngrenze gebracht werden. Bei nicht reversibler Alterung wird von bleibender Zerstörung der Materialstruktur ausgegangen, die nicht mehr rückgängig gemacht werden kann. Die in der Anwendung beobachtete Änderung der Kennlinie im Restspannungsbereich wird ebenfalls auf Materialschädigung zurückgeführt. Denkbar wäre hier, dass durch Zersetzungsprozesse das dem ZnO-Varistoren beigemengte Aluminiumoxid seine leitwertverbessernde Wirkung im ZnO-Korn verliert und so der Korninnerwiderstand des Materials größer wird.

Kapitel 9

Im Abschlusskapitel wird darauf eingegangen, wie mit den vorher erzielten Erkenntnissen die Varistoren zu dimensionieren sind, um verschiedene Ansätze von Überspannungsschutz in umrichtergespeisten Antrieben umzusetzen. Es wird gezeigt, dass in einer Antriebskonfiguration mit geschirmtem Kabel, einer Zwischenkreisspannung von 600 V und einem maximalen Überspringen der Spannung an der Maschine von 40 % ein Varistor mit einer 10-kA-Restspannung von 690 V benötigt wird. Die pro Varistor umgesetzte Verlustleistung liegt bei einer Pulsfrequenz von 3 kHz bei ca. 21 W unterhalb einer Betriebstemperatur von 75 °C.

Ein weiterer Dimensionierungsansatz liegt darin, den Varistor im Dauerbetrieb für rein kapazitives Verhalten auszulegen und so nur die Spannungsverteilung in der Wicklung zu verbessern. Resistives Verhalten tritt nur bei Erhöhung der Zwischenkreisspannung auf. Für die oben gegebene Antriebskonfiguration wird dafür ein Varistor mit einer 10-kA-Restspannung von 1020 V benötigt, der dann im Dauertrieb bei $U_{ZK} = 600$ V rein kapazitiv arbeitet und in dieser Dimensionierung quasi ohne Einschränkung zu verwenden ist.

Als Kühlkörper werden konventionelle, als Meterware im Handel erhältliche Rippenkühlkörper aus Aluminium vorgeschlagen, die sehr leicht mit Hilfe der Kühlkörper-Temperatur-Leistungs-Charakteristik und den in dieser Arbeit angegebenen Verlustleistungen der Varistoren dimensioniert werden können.

In Kapitel 8 wurde erkannt, dass die Varistoren in der angesprochenen Anwendung in jedem Fall als Kurzschluss ausfallen. Um trotz eines ausgefallenen Varistors den Antrieb unterbrechungsfrei weiterbetreiben zu können, wird der Einsatz von Schmelzsicherungen vorgeschlagen. Es muss die Selektivität gewährleistet sein, nach der im Fall eines kurzgeschlossenen Varistors eine ihm vorgeschaltete Sicherung anspricht, bevor der Umrichterüberstromschutz überhaupt von dem Kurzschluss Kenntnis nimmt. Für die Anwendung wird ein handelsüblicher Sicherungstyp vorgeschlagen. Der Sicherungsnennstrom wird anhand des Varistoreffektivstroms bestimmt, welcher für jede Anwendung gemessen werden muss. Der Varistoreffektivstrom selber ist kaum temperaturabhängig, steigt aber mit steigender Zwischenkreisspannung.

10.2 Weiterarbeit

In der vorliegenden Arbeit wird das Überspannungsschutzkonzept ausschließlich in Niederspannungsantrieben bis $U_{ZK} = 700 \text{ V}$ untersucht. Wie vorher bereits erläutert, eignet sich die Methode aber besonders zur Anwendung in Antriebssystemen großer Leistung, so dass es sich anbietet, das Schutzkonzept auch für Mittelspannungsantriebe einzusetzen. Wegen der deutlich größeren Baugrößen ist die reflektierte Spannung bei weitem nicht so groß wie in Niederspannungsanwendungen und somit auch die Energie in den Varistoren verkleinert. Wegen der Verwendung von Varistoren höherer Restspannung wird aber die Varistoreigenkapazität entsprechend kleiner, so dass der positive Einfluss auf die Spannungsverteilung in der Wicklung weniger ausgeprägt sein wird, was aber durch ohnehin längere Anstiegszeiten z. T. wieder kompensiert werden könnte.

Außerdem bietet sich die Möglichkeit an, die Effekte der Spannungsreduktion und der Spannungslinearisierung mittels Mikrovaristoren direkt in die Windung zu verlagern. Möglicher Weise lässt sich durch Einmischen von Mikrovaristoren in die Windungsisolierung das ungünstige Verhältnis aus Erd- und Windungskapazität direkt positiv beeinflussen bei gleichzeitiger Reduzierung der Spulenspannung durch die halbleitenden Eigenschaften der Mikrovaristoren [Hin 08], [Greu 04].

Die hier durchgeführten Alterungsversuche hatten primär zum Ziel, die auftretenden Alterungseffekte von Metalloxid-Varistoren bei verschiedenen Belastungsarten zu klären. Aus dem unterschiedlichen Verhalten der Materialien verschiedener Hersteller wurden Empfehlungen ausgesprochen, welches Alterungsmuster ein Material zeigen

muss, um es als alterungsbeständig einstufen zu können. Die genauen physikalischen Hintergründe für alterungsbeständiges Material konnten an dieser Stelle aber nicht untersucht werden, so dass in weiteren Projekten auf jeden Fall die materialtechnische Optimierung von Metalloxidvaristoren für hochfrequente Belastung untersucht werden muss. Darüber hinaus wird die statistische Absicherung der Ergebnisse anhand von Messungen an größeren Stückzahlen nötig sein. Offen ist zudem noch die Frage nach einer physikalischen Erklärung für die Änderung der Kennlinie im Hochstrombereich, worüber in dieser Arbeit nur Spekulationen angestellt werden konnten.

Die gewonnenen Ergebnisse zur Alterung von Varistoren bei hochfrequenter Belastung können eventuell auch für den Ventilschutz mit Überspannungsableitern in HGÜ-Stationen von Interesse sein: Bislang wurden hier geringere Schutzpegel der Ableiter als problematisch eingestuft wegen der zum konventionellen Einsatz von Ableitern vergleichsweise hohen Anzahl von Überspannungen. Die hier durchgeführten Untersuchungen haben aber gezeigt, dass eine sehr große Anzahl von Belastungen bei Wahl des richtigen Varistormaterials unproblematisch im Hinblick auf Kennlinienalterung ist. So könnten durch geringere Schutzpegel auch Ventile mit geringerer Sperrspannung eingesetzt werden, was den finanziellen Aufwand mitunter deutlich reduzieren könnte.

10.3 Vor- und Nachteile des diskutierten Überspannungsschutzes

Zur besseren Beurteilung der Konkurrenzfähigkeit des vorgestellten Schutzkonzeptes mit Varistoren werden abschließend die Vor- und Nachteile gegenüber anderen Lösungen diskutiert.

Vorteile:

Der Überspannungsschutz mit Varistoren liegt nicht im Strompfad der Maschine und ist so unabhängig von der Leistung des Antriebssystems. Je höher die Leistung des Antriebssystems ist, desto geringer sind die Kosten des Schutzkonzeptes im Verhältnis zu den Gesamtkosten des Antriebs.

Wegen der geringen Anzahl an Bauteilen und der einfachen Kühlung wird die praktische Umsetzung und die Verschaltung des Konzeptes als einfach eingestuft. Der Kühlaufwand wird in das Motorgehäuse mit integriert.

Da der Varistor im Bereich seiner höchsten Nichtlinearität betrieben wird, d. h. im flachen Kennlinienbereich, ist die aus der Dimensionierung bestimmte höchste

Spannung unabhängig vom Betriebszustand der Maschine. Selbst bei erhöhter Zwischenkreisspannung wird der vorher bestimmte Schutzpegel nicht überschritten.

Durch die Varistoreigenkapazität wird wegen der verlängerten Anstiegszeit der Spannung an der Maschine die Spannungsverteilung in der Statorwicklung linearisiert, wodurch die Wicklungsisolation entlastet wird.

Wenn der Varistor für rein kapazitiven Dauerbetrieb ausgelegt wird und resistiv nur bei erhöhter Zwischenkreisspannung arbeitet, kann eine praktisch unbegrenzte Lebensdauer erwartet werden.

Die Qualifizierung eines Varistortyps für die Anwendung erfolgt relativ einfach durch einen 2000-h-Alterungsversuch.

Nachteile:

Bislang liegen keinerlei Erfahrungswerte bezüglich Alterungsverhalten und Zuverlässigkeit vor, was den Betrieb von Varistoren bei hochfrequenter Belastung angeht. Darüber hinaus kann über physikalische Erklärungen für die elektrische Alterung bislang nur spekuliert werden, so dass keine Hinweise gegeben werden können, wie ein alterungsbeständiges Material von seiner Rezeptur her auszusehen hat. Allerdings war die Klärung der Frage nach einer optimierten Materialrezeptur auch nicht Gegenstand dieses Projektes, sondern soll vielmehr Aufgabe der Hersteller selbst bleiben. Zum einen wird ein Hersteller einem Projektpartner keinen Einblick in seine Materialkompositionen geben, zum anderen ist der Kenntnis- und Entwicklungsstand bei den Varistorherstellern derart weit fortgeschritten, dass es keinen Sinn ergeben würde, an externer Stelle in diesem Segment Entwicklungsarbeit zu leisten.

Vor dem Einsatz müssen die Varistoren für jede Anwendung genau dimensioniert werden. Hierbei ist es schwer möglich, allgemein gültige Aussagen bzgl. der Dimensionierung zu nennen, die ein breites Applikationsspektrum abdecken. Verallgemeinerte Dimensionierungsregeln sollten allerdings nach einer gewissen Betriebserfahrung mit dieser Anwendung möglich sein.

Wegen der hohen Varistoreigenkapazität bilden sich kapazitive Erdströme aus, die problematisch in Bezug auf die elektromagnetische Verträglichkeit des Antriebssystems sind.

Ein Varistor wird im gegebenen Anwendungsfall immer als Kurzschluss ausfallen, so dass die Anwendung in explosionsgeschützten Bereichen eingeschränkt wird.

Bei Antriebssystemen kleiner Leistung (bis 20 kW) ist der vorgeschlagene Überspannungsschutz vergleichsweise groß, kostenintensiv und setzt zu hohe Verlustleistung um verglichen mit Filterlösungen. Außerdem wird eine Spannungsbegrenzung mit weniger als 40 % Überschwingen wegen der hohen Leistungen im Varistor als schwierig eingestuft.

10.4 Fazit

In der vorliegenden Arbeit konnte gezeigt werden, dass Überspannungsschutz von umrichter gespeisten Antrieben mit Metalloxidvaristoren durchaus möglich ist. Eine Reduzierung der Spannung an der Maschine auf maximal 140 % der Zwischenkreisspannung wird als unproblematisch eingestuft. Des Weiteren bietet sich als risikoarme Alternative der rein kapazitive Betrieb zur Verbesserung der Spannungsverteilung in der Statorwicklung der Maschine an; resistiv würde der Varistor nur angesteuert, wenn die Zwischenkreisspannung kurzzeitig ansteigt. Bei Wahl des richtigen Materials erscheinen Lebensdauern von zehn Jahren problemlos realisierbar. Aus den Ergebnissen der Untersuchungen konnten Dimensionierungsregeln für ein vollständiges Schutzkonzept definiert werden. Es wurde ein einfach umsetzbares Prüfverfahren zur beschleunigten Alterung der Varistoren in der gegebenen Anwendung vorgeschlagen. Die Parameter, an denen sich Kennlinienalterung bestimmen lässt, wurden herausgearbeitet und benannt.

Insgesamt wird mit dieser Arbeit ein Beitrag geleistet, um Überspannungsschutz in umrichter gespeisten Antrieben auf neue Art und Weise preiswert und zuverlässig umzusetzen. Es ist Sache der Industrie, diese Anwendung in einfach handhabbarer Form umzusetzen und Betriebserfahrungen zu sammeln.

11 Literaturverzeichnis

- [ABB 07] „Application Guidelines: Overvoltage Protection; Dimensioning, testing and application of metal-oxide surge arresters in railway facilities“, ABB High Voltage Products, ABB Schweiz AG, Wettingen (Schweiz), Oktober 2007
- [ABB 08] „Anwendungsrichtlinien Überspannungsschutz – Bemessung, Prüfung und Einsatz von Metalloxidableitern in Mittelspannungsnetzen“, ABB Schweiz AG, Wettingen (Schweiz), Juli 2008
- [Alu 09] Online-Katalog der Firma Alutronic: www.alutronic.de, (11. Mai 2009)
- [Bä 83] K. H. Bäther, W. Brückner, W. Moldenhauer, H.-P. Brückner: „Microscopic Degradation Model for ZnO-Varistors“, phys. stat. sol. (a), Volume 75, Issue 2, pp. 465-472, 1983
- [Ber 98] M. Berth: „Elektrische Belastung der Wicklungsisolierung pulsumrichter gespeister Niederspannungsmotoren“, Dissertation TU Dresden, VDI Fortschrittsberichte Reihe 21, Nr. 247, VDI Verlag Düsseldorf, 1998
- [Bew 51] L.-V. Bewley: „Travelling waves on Transmission Systems“, New York, John Wiley, 1951
- [Bin 96] A. Binder: „Measures to cope with A. C. motor insulations stress due to IGBT inverter supply“, Proceedings IEE-Conference Power Electronics and Variable Speed Drives, Nottingham, 23. - 25. September 1996, pp. 569-574
- [Bin 07] A. Binder: „Energiesparen mit moderner Antriebstechnik – Potentiale und technische Möglichkeiten“, Internationaler ETG-Kongress 2007, Karlsruhe, Oktober 2007, Tagungsband, pp. 17-26
- [Bla 86] G. Blatter, F. Greuter: „Carrier transport through grain boundaries in semiconductors“, Physical review B, Volume 33, No. 6, pp. 3952–3966, 1986
- [Bro 95] R. Brocke, Th. Gölsch, F. Noack, F. Schmidt: „Parameter Changes of Low-voltage Varistors due to Pulse stresses“, Proceedings 11th EMC Zürich, 1995, Paper Nr. bh 3A3
- [Bro 92] P. F. Brosch: „Moderne Stromrichterantriebe: Arbeitsweise drehzahlveränderlicher Antriebe mit Stromrichtern“, 2. Auflage, Vogel Verlag, Würzburg, 1992
- [Bro 09] P. F. Brosch: „75 Jahre Frequenzumrichter“, Energy 2.0-Kompodium 2009, S. 208

- [Car 82] W. Carlson, T. Gupta: "Improved varistor nonlinearity via donor impurity doping", Journal of Applied Physics, Volume 53, No. 8, pp. 5746-5763, 1982
- [Cha 08] M. Chapman, N. Frost, R. Bruetsch: „Insulation Systems for Rotating Low-Voltage Machines“, Proceedings IEEE International Symposium on Electrical Insulation, 8. bis 11. Juni 2008, Vancouver, Kanada, pp. 257-260
- [Che 02] Q. Chen, J. He, K. Tan, S. Shen, Yan, J. Tang: "Influence of grain size on distribution of temperature and thermal stress in ZnO varistor ceramics", Science in China, Volume 45, No 4, August 2002, pp. 337-347
- [CHei 98] Ch. Heinrich: „Degradation und Diagnose von Metalloxid-Ableitern in Hochspannungsnetzen“, Dissertation TU Berlin, 1998
- [CHei 01] Ch. Heinrich, V. Hinrichsen: „Diagnostics and Monitoring of Metal-Oxide Surge Arresters in High-Voltage Networks – Comparison of Existing and Newly Developed Procedures“, IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 16, No.1, January 2001, pp. 138-143
- [Chi 94] H. Chi: „ZnO Varistoren in Gleichspannungsnetzen“, Dissertation RWTH Aachen, 1994
- [Den 98] K. Dengler: „Impulsalterung von Metalloxidableitern und ihre Überwachung im Betrieb“, Dissertation TU Stuttgart, 1998
- [Erd 95] J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel, G. Skibinski: „Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages“, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 32, Issue 2, pp. 250-259, March/April 1996
- [Epc 09] „SIOV metal oxide varistors“, herausgegeben von EPCOS AG, Unternehmenskommunikation
http://www.epcos.com/inf/70/db/var_08/SIOV_Leaded_Automotive.pdf
(25. Juni 2009)
- [Fel 06] R. Felderhoff, U. Busch: „Leistungselektronik“, 4. Auflage, Hanser Verlag München, Wien, 2006
- [Fi 06] R. Fischer: "Elektrische Maschinen", 13. Auflage, Hanser Verlag München, Wien, 2006
- [Fu 09] Produktkatalog der Firma Fuss EMV, www.fuss-emv.de, (30. Juni 2009)
- [Greu 89a] F. Greuter, G. Blatter, M. Rossinelli, F. Stucki: "Conduction Mechanism in ZnO-Varistors: an Overview", Advances in Varistor Technology, Ceramic Transactions, Volume 3, by the American Ceramic Society, Inc., pp. 31-53, 1989

- [Greu 89b] F. Greuter, G. Blatter: „Current Control by Electrically Active Grain Boundaries“, Springer Proceedings in Physics, Volume 35, pp. 302-314, Heidelberg 1989
- [Greu 90] F. Greuter, B. Blatter: „Electrical properties of grain boundaries in polycrystalline compound semiconductors“, Semiconductor Science and Technology 5, pp. 111-137, 1990
- [Greu 04] F. Greuter, M. Siegrist, P. Kluge-Weiss, R. Kessler, L. Donzel, R. Loitzl, H. Gramespacher: „Microvaristors: Functional Filler for Novel Electroceramic Composites“, Journal of Electroceramics, Volume 13, pp. 739 – 744, 2004
- [Greu 09] F. Greuter, R.S. Perkins, M. Holzer: „MO-Varistor: State of the Art and Actual Trends“, (to be) published in: Cigré Technical Brochure „Evaluation of Stresses of surge arresters and appropriate test procedures“, Veröffentlichungsdatum Ende 2009
- [Gup 90a] T. Gupta: „Effect of minor doping on the high current application of the ZnO-Varistor“, Ferroelectrics, Volume 102, pp. 391-396, 1990
- [Gup 90b] T. Gupta: „Application of Zinc Oxide Varistors“, Journal of the American Ceramic Society, Volume 73, pp. 1817-1839, 1990
- [Han 01] J. Han, P.Q. Mantas, A. M. R. Senos: „Effect of Al and Mn doping on the electrical conductivity on ZnO“, Journal of the European Ceramic Society, Volume 21, pp. 1883-1886, 2001
- [Hei 87] L. Heinold: „Kabel und Leitungen für Starkstrom“, 4. Auflage 1987, Siemens AG, München, Berlin
- [Hel 57] B. Heller, A. Veverka: „Stoßerscheinungen in elektrischen Maschinen“, VEB-Verlag Technik, Berlin, 1957
- [Hin 89] V. Hinrichsen: „Simulation des elektrischen und thermischen Verhaltens von funkenstreckenlosen Metalloxid-Ableitern bei Betrieb an Wechselspannung“, Dissertation TU Berlin, 1989
- [Hin 01] „Metal Oxide Surge Arresters - Fundamentals“, Siemens AG Berlin, Juni 2001, 1st edition
- [Hin 08] J. Seifert, V. Hinrichsen, J. Debus, M. Clemens, D. Weida, M. Hagemeister: „Einsatz von Feldsteuermaterialien in Hochspannungsisolatoren – Potentiale und Risiken“, ETG Fachbericht 110 zum ETG Workshop „Werkstoffe mit nichtlinearen dielektrischen Eigenschaften“ am 13. März 2008 in Stuttgart, pp. 75-86

- [Jou 97] A. Jouanne, P. Enjeti: „Design Considerations for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications“, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 33, Issue 5, September/October 1997, pp. 1138-1145
- [Kau 93] M. Kaufhold, G. Börner, M. Eberhardt: „Endurance of the Winding Insulation of Induction Machines applying Frequency Inverters“, Proceedings 8th International Symposium on High Voltage Engineering, 23. bis 27. August 1993, Yokohama, Japan, paper number 64.02, pp. 121-124
- [Kau 94] M. Kaufhold: „Elektrisches Verhalten der Windungsisolierung von Niederspannungsmaschinen bei Speisung durch Pulsumrichter“, Dissertation TU Dresden, 1994
- [Kau 02] M. Kaufhold, K. Schäfer, K. Bauer, A. Bethge, J. Risse: „Interface Phenomena in Stator Winding Insulation – Chalanges in Design, Diagnosis and Service Experience“, IEEE Electrical Insulation Magazine, Volume 18, No. 2, March/April 2002
- [Kem 09] Kemmerich Elektromotoren GmbH, www.elektromotoren.de, (30. Juni 2009)
- [Ker 96] R. Kerkman: „Twenty Years of PWM AC Drives: When Secondary Issues become Primary Concerns“, Proceedings IECON 1996, 5. bis 10. August 1996 in Taipei, Taiwan, Volume 1, pp. 57-63
- [Ker 97] R. Kerkman, D. Leggate, G. Skibinski, „Interaction of Drive Modulation and Cable Parameters on AC Motor Transients“, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 3, May/June 1997, pp.722-731
- [Kir 89] P. Kirkby, C. C. Erven: „Applications and Experience with Metal Oxide Surge Arresters at Ontario Hydro“, Varistor Technology, pp. 231-239, 1989
- [Klo 95] F. Klotz: „Vermeidung von Überspannungen am Ende langer Motorzuleitungen“, Elektrische 49, 1995, No. 1/2, pp. 53 – 57
- [Kü 05] A. Küchler: „Hochspannungstechnik“, VDI Verlag Düsseldorf, 2. Auflage, 2005
- [Küp 05] K. Küpfmüller: „Einführung in die theoretische Elektrotechnik“, Springer Verlag Heidelberg, 17. Auflage, 2005
- [Lab 09] Datenerfassungssoftware „Labview“ Version 7 erhältlich von der Firma National Instruments
- [Law 89] H. Lawatsch: „Application of ZnO-Varistors to Thyristor Commutation“, Ceramic Transactions, Volume 3, pp. 248-255, Ohio, 1989
- [LBin 28] L. Binder: „Wanderwellenvorgänge auf experimenteller Grundlage“, Julius Springer Verlag, Berlin, 1928

- [Lie 03] F. Lienesch: „Umrichter gespeiste elektrische Antriebe – Sicherheitstechnische Beurteilung bei Verwendung in explosionsgefährdeten Bereichen“, Ex-Zeitschrift 2003, pp. 31-37
- [Mag 09] O. Magdun, A. Binder, C. Purcarea, A. Rocks: “Modeling of Asymmetrical Cables for an Accurate Calculation of Common Mode Ground Currents”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2009, 20. - 24. September 2009, San Jose, California
- [Mäk 04] P. Mäki-Ontto, H. Kinnunen, J. Luomi: „AC Motor Cable Model Suitable for Bearing Current and Over-Voltage Analysis“, Proceedings of the 16th International Conference on Electrical Machines (ICEM 2004), CD-Rom paper number 367, Cracow, Poland, 2004
- [Man 95] P. Q. Mantas, J. L. Baptista: “The Barrier Height Formation in ZnO Varistors”, Journal of the European Ceramic Society Volume 15, pp. 605-615, 1995
- [Müt 04] A. Mütze: „Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors“, Dissertation TU Darmstadt, Shaker Verlag 2004
- [Nai 87] S. R. Naidu, K. D. Srivastava: „The validity of circuits for measuring the resistive leakage current of zinc oxide arresters“, 5th ISH, Paper 82.12, Braunschweig 1987
- [NI 09] Datenblatt zur Datenerfassungskarte „PCI 6221“ von National Instruments, National Instruments Online Katalog, www.ni.com (4. Mai 2009)
- [Obr 08] A. Obralic: „Wicklungsdiagnose an rotierenden elektrischen Maschinen mittels digitaler, synchroner Mehrstellen-TE-Analyse“, Dissertation TU Berlin, 2008
- [Orc 09] Simulationssoftware PSpice /OrCAD Release 9, www.orcad.com (28. November 2009)
- [Pfei 06] W. Pfeiffer: „Elektrische Messtechnik“, VDE-Verlag, ISBN 0003800723166, Juni 2006
- [Re 97] K. Rechenberg, K. Klinger, C. Fischer: „Analyse der Spannungsbelastung einer umrichter gespeisten Niederspannungsasynchronmaschine“ Antriebstechnische Beiträge, TU Cottbus, 1997
- [Re 98] K. Rechenberg, K. Klinger: „Dielektrische Verluste in Drehstromasynchronmaschinen bei Wechselrichterbetrieb“, 43. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium der TU Ilmenau; 21.-24.09.1998; Tagungsmaterial Band 4, p. 237

- [Rei 08] M. Reinhard: „Experimentelle Untersuchungen zum Einzelimpulsenergieaufnahmevermögen von Metalloxidwiderständen eingesetzt in Hochspannungsnetzen unter Berücksichtigung eines komplexen Fehlerkriteriums“, Dissertation TU Darmstadt, 2008
- [Ren 98] D. Rendusara, P. Enjeti: „New Inverter Output Filter Configuration Reduces Common Mode and Differential Mode dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems“, Proceedings IEEE PESC, 22. bis 27. Juni 1997 in St. Louis/USA, Volume 2, pp. 1269-1275
- [Ro 07] A. Rocks, V. Hinrichsen: „Application of varistors for overvoltage protection of machine windings in inverter-fed drives“, Proceedings IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 6-8 September 2007, Krakow/Poland, CD-Rom paper number 112
- [Ro 08] A. Rocks, V. Hinrichsen: „Overvoltage protection of inverter-fed drives with the help of energy varistors - Dimensioning and lifetime considerations“, Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2008, Austin/Texas, 24. – 28. Februar 2008, pp. 860-865
- [Ro 09a] A. Rocks, V. Hinrichsen: „Overvoltage protection of inverter-fed drives with the help of energy varistors - Dimensioning rules for consideration of different cable types“, Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2009, Washington, 14. – 19. Februar 2009, pp. 330-335
- [Ro 09b] A. Rocks, V. Hinrichsen: „Betriebs- und Alterungsverhalten von Metalloxidvaristoren zum Überspannungsschutz pulsumrichter gespeister Drehfeldmaschinen“, RCC Fachtagung Werkstoffe, RCC Polymertechnik 6. bis 7. Mai 2009 in Berlin, pp. 207-215
- [Ru 87] W. Rußwurm: „Strukturelle und elektrische Eigenschaften von ZnO-Varistorkeramik und deren Bi_2O_3 -haltigen Nebenphasen“, Dissertation Universität Regensburg 1987
- [Rüd 62] R. Rüdénberg: „Elektrische Wanderwellen auf Leitungen und in Wicklungen von Starkstromanlagen“, 4. Auflage, Springer Verlag, 1962
- [Sau 96] L. A. Saunders, G. L. Skibinski, S. T. Evon, D. L. Kempkes: „Riding the reflected wave – IGBT Drive Technology demands new Motor and Cable considerations“, Proceedings IEEE IAS-Petroleum and Chemical Industry Conference, Philadelphia 23. bis 25. September 1996, pp. 75-86
- [Schi 02] Joachim Schimanski: „Überspannungsschutz – Theorie und Praxis“, 2. Auflage, Hüthig Verlag Heiderberg, August 2002

- [Schmi 89] W. Schmidt, J. Meppelink, B. Richter, K. Feser, L. Kehl, D. Qiu: „Behaviour of MO-Surge Arrestor Blocks to Fast Transients“, IEEE Transactions on Power Delivery, Volume 4, Issue 1, January 1989, pp. 292-300
- [Schwa 07] A. J. Schwab, W. W. Kürner: „Elektromagnetische Verträglichkeit“, 5. Auflage, Springer Verlag, September 2007
- [Sie 06] T. Sienk: „Geregelte Antriebe braucht das Land“, Fachzeitschrift Chemie Technik, pp. 96 – 97, April 2006
- [Sie 09] „Ableiter – Lieferprogramm“, herausgegeben von Siemens AG, Power and Distribution, www.siemens.com/arrester-download, (18. Juni 2009)
- [SMT 09] Datenblatt zum Temperaturfühler „SMT 160-30“, RS Online Katalog, www.rs-online.de, (4. Mai 2009)
- [Spe 02] J. Speck, J. Kindersberger: „Bewertung der Umrichtertauglichkeit von Niederspannungs-Asynchronmaschinen“, ETG Fachtagung Diagnostik elektrischer Betriebsmittel, Beitrag 4.4, Berlin 2002, pp. 301-304
- [Stra 87] P. Straßacker: „Ein defektchemisches Modell für Zinkoxid-Varistoren“, Dissertation Universität Karlsruhe, VDI Verlag Düsseldorf, Reihe 21, Nr. 20, 1987
- [Thi 95] U. Thiel: „Ausgangsfiler für Frequenzumrichter“, Antriebstechnik 34, pp. 66 – 70, 1995
- [Ung 80] H.- G. Unger: „Elektromagnetische Wellen auf Leitungen“, Hüthig Verlag Heidelberg, 1980
- [Wei 08] J. R. Weidner: „Design und Überwachung von Grenzflächen bei Ständerwicklungen großer Turbogeneratoren“, 3. ETG Fachtagung „Grenzflächen in elektrischen Isoliersystemen“, 16. bis 17. September 2008, Würzburg, Kurzfassung auf p. 127, gesamter Beitrag als Beilage zum Tagungsband
- [Zho 95] E. Zhong, T. A. Lipo: „Improvements in EMC Performance of Inverter-Fed Motor Drives“, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 31. No. 6, November / December 1995, pp. 1247-1256

Normen:

- [Norm 1] DIN IEC 60034-25; VDE 0530-25:2006-06: „Drehende elektrische Maschinen - Teil 25: Leitfaden für den Entwurf und das Betriebsverhalten von Induktionsmotoren mit Käfigläufer, die speziell für Umrichterbetrieb bemessen sind“
- [Norm 2] „Überspannungsableiter Teil 4: Metalloxidableiter ohne Funkenstrecken für Wechselspannungsnetze“, IEC 60099-4: 2004, modifiziert + A1: 2006; Deutsche Fassung EN 60099-4: 2004 + A1: 2006
- [Norm 3] IEC 60072-1: 1991-03: „Dimensions and output series for rotating electrical machines - Part 1: Frame numbers 56 to 400 and flange numbers 55 to 1080“
z. T. übernommen in
DIN EN 50347:2003-09: „Drehstromasynchronmotoren für den Allgemeingebrauch mit standardisierten Abmessungen und Leistungen - Baugrößen 56 bis 315 und Flanschgrößen 65 bis 740“
- [Norm 4] IEC 60072-2: 1990-12: „Dimensions and output series for rotating electrical machines - Part 2: Frame numbers 355 to 1000 and flange numbers 1180 to 2360“
Deutschsprachige Version:
DIN IEC 60072-2:2006-03: „Maße und Leistungsreihen für drehende elektrische Maschinen - Teil 2: Baugrößen 355 bis 1000 und Flanschgrößen 1180 bis 2360“
- [Norm 5] IEC 60072-3: 1994-03: „Dimensions and output series for rotating electrical machines - Part 3: Small built-in motors - Flange numbers BF10 to BF50“, keine deutsche Version
- [Norm 6] IEC Document 37/361/CD: Project IEC 60099-5 Ed 2.0: Surge arresters - Part 5: Selection and application recommendations

Eigene Veröffentlichungen:**2007**

O. Henze., A. Rocks, H. De Gersem, Th. Weiland, V. Hinrichsen, A. Binder: "A network model for inverter-fed induction-motor drives", Proceedings EPE 2007 - 12th European Conference on Power Electronics and Applications, 2. – 5. September 2007, Aalborg, Dänemark, pp. 867-876

A. Rocks, V. Hinrichsen: "Application of varistors for overvoltage protection of machine windings in inverter-fed drives", Proceedings 6th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Krakau, 6.-8. September 2007, CD-Rom paper number 112

A. Rocks, V. Hinrichsen, O. Henze, A. Binder: „Neuer Einsatz von Energievaristoren zum Überspannungsschutz an umrichter gespeisten Antrieben“ Tagungsband zum 12. Symposium Maritime Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik, Rostock, 8. – 10. Oktober 2007, pp. 233-238

O. Magdun, A. Binder, A. Rocks, O. Henze: "Prediction of Common mode ground current of inverter-based drive systems", Proceedings ACEMP'07 and ELECTROMOTION'07 Joint Conference, Bodrum, Turkey, 10. – 13. September 2007, pp. 806-811

2008

A. Rocks, V. Hinrichsen, B. Richter, H. Zayer: „Neue blitzstromtragfähige Niederspannungsbegrenzungseinrichtung zum Potentialschutz von Gleichstrombahnsystemen“, Fachzeitschrift Elektrische Bahnen im Januar 2008, pp. 656-664

A. Rocks, V. Hinrichsen: "Overvoltage protection of inverter-fed drives with the help of energy varistors - Dimensioning and lifetime considerations", Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2008, Austin/Texas, 24. – 28. Februar 2008, pp. 860-865

A. Rocks, V. Hinrichsen: "Effect of varistors for overvoltage protection in inverter-fed drives on the voltage distribution in the stator winding", Proceedings ISEI 2008, International Symposium on Electrical Insulation, Vancouver, 8. -11. Juni 2008, pp. 624-627

2009

A. Rocks, V. Hinrichsen: "Overvoltage protection of inverter-fed drives with the help of energy varistors - Dimensioning rules for consideration of different cable types", Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2009, Washington, 14. – 19. Februar 2009, pp. 330-335

A. Rocks, V. Hinrichsen: „Betriebs- und Alterungsverhalten von Metalloxidvaristoren zum Überspannungsschutz pulsumrichter gespeister Drehfeldmaschinen“, Tagungsband zur RCC-Fachtagung "Werkstoffe", Berlin, 6. - 7. Mai 2009, pp. 207-215

A. Rocks, V. Hinrichsen: „Metalloxidvaristoren als Überspannungsschutz für pulsumrichter gespeiste Drehfeldmaschinen“, ETG-Workshop „Isoliersysteme bei repetierenden impulsförmigen Beanspruchungen“, Hannover, 8. Juli 2009

A. Rocks, V. Hinrichsen: „Accelerated ageing test for metal-oxide varistors used for overvoltage protection in inverter-fed drives“, 16th International Symposium on High Voltage Engineering, 24. bis 28. August 2009, Kapstadt, Südafrika

O. Magdun, A. Binder, C. Purcarea, A. Rocks: "High-Frequency Induction Machine Models for Calculation and Prediction of Common Mode Stator Ground Currents in Electric Drive Systems", 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009, Barcelona, Spanien, 8. – 10. September 2009

C. Purcarea, P. Mutschler, O. Magdun, A. Binder, A. Rocks: "Time Domain Simulation Models for Inverter-Cable-Motor System in Electrical Drives", 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009, Barcelona, Spanien, 8. – 10. September 2009

O. Magdun, A. Binder, C. Purcarea, A. Rocks: "Modeling of Asymmetrical Cables for an Accurate Calculation of Common Mode Ground Currents", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2009, 20. – 24. September 2009, San Jose, California

Im Zuge des Projektes angefertigte Studien- und Diplomarbeiten:

Arefeh Danesh Shakib: „Aufbau und Inbetriebnahme eines Versuchsstandes zur Ermittlung der elektrischen Beanspruchung von Varistoren zum Schutz der Wicklungsisolation umrichter gespeister elektrischer Antriebe“, Diplomarbeit, laufende Nummer 1800, 01.12.2005 bis 31.05.2006

Jan Oliver Debus: „Untersuchung der Leistungsaufnahme von Varistoren als Überspannungsschutz pulsumrichter gespeister Antriebe“, Studienarbeit, laufende Nummer 1812, 23.10.2006 bis 23.03.2007

Francois-Yves Guigner: „PSpice-Simulation von Wanderwelleneffekten in vieradrigen Maschinenzuleitungen“, Diplomarbeit, laufende Nummer 1832, 10.03.2009 bis 04.08.2009

Lebenslauf des Autors:

Alexander Rocks, geboren am 05. Januar 1979 in Berlin



| | |
|---------------------------------|--|
| ab Oktober 2009 | Ingenieur Projektmanagement bei der EnBW Regional AG, Technischer Netzservice, Stuttgart |
| Oktober 2004 bis September 2009 | Wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Technischen Universität Darmstadt am Fachgebiet Hochspannungstechnik unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing Volker Hinrichsen |
| März 2004 bis August 2004 | Diplomarbeit bei der ABB Schweiz AG in Wettingen im Bereich Feldsteuerung mit Mikrovaristoren |
| April 2003 bis Juni 2003 | Praktikum bei der ABB Schweiz AG in Wettingen im Bereich der Metalloxid-Varistoren |
| Oktober 1999 bis August 2004 | Elektrotechnikstudium an der Technischen Universität Berlin, Schwerpunkt elektrische Energieversorgung/Hochspannungstechnik |
| Juli 1998 bis April 1999 | Absolvierung des Grundwehrdienstes beim Panzergrenadierbataillon 332 in Wesendorf |
| Juni 1998 | Erlangung der Allgemeinen Hochschulreife (Abitur) am Lilienthalgymnasium in Berlin-Lichterfelde |

Darmstadt, den 4. August 2009

gez. A. Rocks

Erklärung laut §9 PromO:

Ich versichere hiermit, dass ich die vorliegende Dissertation allein und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur verfasst habe. Die Arbeit hat bisher noch nicht zu Prüfungszwecken gedient.

Darmstadt, den 4. August 2009

A. Rocks